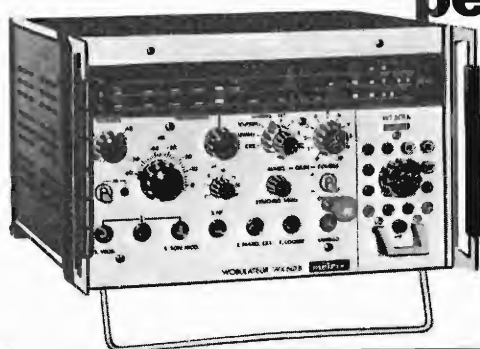
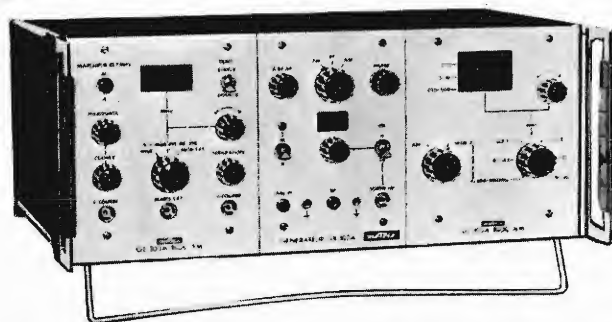
anno XLIV - numero 4 - aprile 1972 - L. 500 - abbonamento postale - gruppo III/70

MENSILE
DI
TECNICA
ELETTRONICA

4

due soluzioni economiche per il servizio manutenzione e la linea di produzione

VOBULATORE
VX 601 VHF—UHF

- Frequenza da 0,5 a 950 MHz
- Escursione di frequenza da 0 a 35 MHz
- Tutti i marcatori a quarzo

GENERATORE RADIO AM—FM
GX 303

- Generatore AM con vobulatore incorporato per la media frequenza
- Generatore FM con vobulatore e marcatore incorporato per la regolazione dei discriminatori
- Generatore BF a frequenza fissa
- Modulazione interna ed esterna

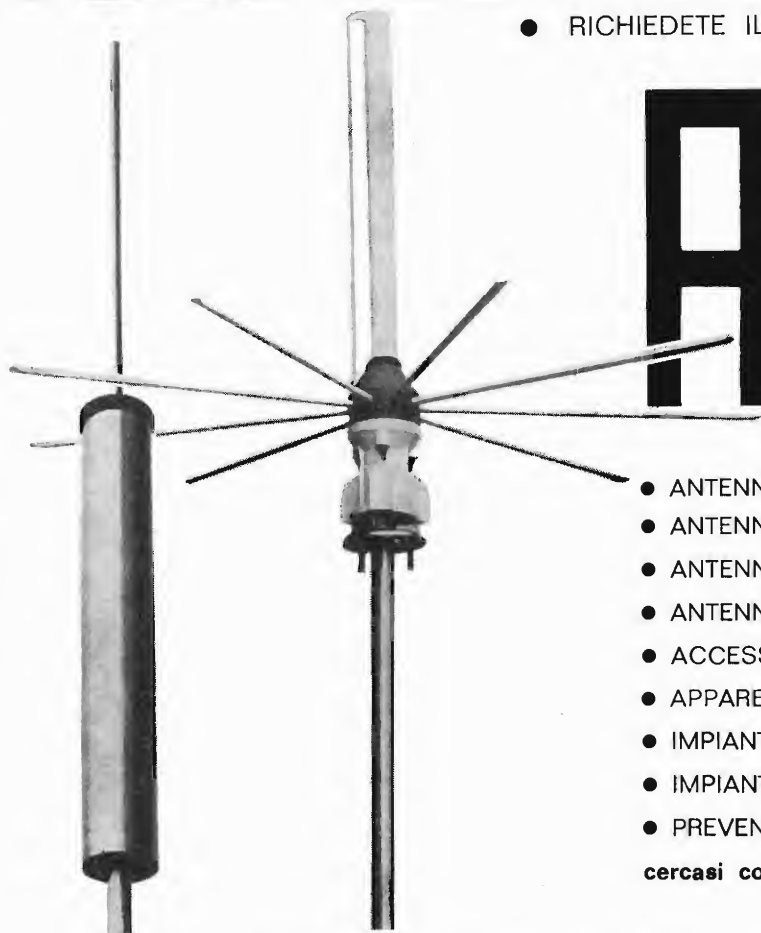
nozza

Per ulteriori dettagli richiedete il catalogo generale o telefonate a:

ITT Metrix divisione della ITT Standard
Cologno Monzese (Milano)
Corso Europa, 51
Tel. 91.27.491 (5 linee) - 91.27.184 (5 linee)

Ufficio commerciale
Via Flaminia Nuova, 213
00191 Roma
Tel. 32.36.71

I-72/IW

● RICHIEDETE IL NUOVO CATALOGO ILLUSTRATO

ALDENA

- ANTENNE PROFESSIONALI
- ANTENNE PER RADIOAMATORI
- ANTENNE SPECIALI
- ANTENNE PER MEZZI MOBILI
- ACCESSORI
- APPARECCHIATURE ELETTRONICHE
- IMPIANTI CENTRALIZZATI TV
- IMPIANTI SPECIALI
- PREVENTIVI E CONSULENZE

cercasi concessionari per zone libere

ALDENA - antenne e impianti - Via Odescalchi 4 - 20148 MILANO - Telefono 40.31.883

Lenco 950
giradischi Hi-fi non amplificati
giradischi Hi-fi amplificati
giradischi non amplificati
giradischi amplificati
amplificatori - altoparlanti - accessori
un successo europeo
dell'alta precisione svizzera
ASSE PUBBLICITÀ
Hi-fi stereo Lenco
NOVITA' LENCO 1972:
La direzione vendite LENCO sarà lieta di inviare a richiesta cataloghi, listini e offerte.
LENCO ITALIANA S.p.A. - 60027 Osimo (Ancona)

MENSILE
DI
TECNICA
ELETTRONICA

N. 4 - aprile 1972 - anno XLIV

SOMMARIO

PROPRIETA' — Editrice il Rostro S.A.S.

DIRETTORE RESPONSABILE — Alfonso Giovene

DIRETTORE TECNICO — Antonio Nicolich

CONSULENTE TECNICO — Alessandro Banfi

Associata all'USPI (Unione Stampa Periodica Italiana)

DIREZIONE - REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE - UFFICI PUBBLICITA' — Via Monte Generoso, 6/a - 20155 - MILANO
Tel. 321542 - 322793 - C.C.P. 3/24227

Autorizz. Tribunale di Milano 9/9/1948 n. 464 del Registro - Stampa: Ediz. Tecniche - Milano - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Diffusione DIPRESS - C.so Lodi, 47 - Milano

EDITORIALE

di A. Nicolich

TVC e Videocassette a colori per il Continente nero

Ineccepibili fonti d'informazione annunciano che nel 1974 la Repubblica Sudafricana eserciterà la televisione a colori saltando elegantemente a pie' pari la fase intermedia della televisione in bianco-nero, per il duplice motivo che « il bianco » non è bene accetto (se non come commestibile), e che « il nero » è così sovrabbondante in loco, da venire in uggia, a un dipresso come il rosso in Italia.

L'esplosione cromatica troverà il terreno particolarmente preparato a Johannesburg dove la Deutsche Lufthansa Aktien Gesellschaft, la massima impresa di aviolinee tedesche, allungando i suoi tentacoli da piovra gigante, ha installato un servizio di video cassette il 18 marzo 1972, presentando un film registrato in Germania e della durata di 27 minuti, in occasione dell'entrata in servizio del Jumbo-Jet Boeing 747 nel traffico aereo fra il Sud Africa e l'Europa. La registrazione e la riproduzione del video e del suono (bilingue, all'occorrenza) sono fatte col sistema Loewe (Loewe VCR-System).

I due fatti devono essere posti in relazione tra loro. E' infatti evidente che i mezzi per registrare e riprodurre immagini televisive presuppongono l'esistenza di figure registrande, eziandio riproducende.

Quali siano gli scopi, più o meno dichiarati, meno o più evidenti, che la Lufthansa AG si propone di raggiungere con la sua organizzatrice pensata, non c'interessano. Significativo è il potere di decisione dei signori Negri, che spelluzzicando i resti di ingenui colonizzatori dal viso pallido, rispondono senz'ambagi alle domande, che tanto grandemente affaticano le evolute menti degli Italiani:

— Televisione a colori?: Sì

— Data d'inizio del servizio pubblico?: 1974

— Sistema televisivo?: PAL

— Video cassette a colori?: Sì

— Sistema di VCR?: Loewe.

In brevi istanti, gli Africani hanno risolto tutti i problemi di TVC, dimostrando che quando s'intende seriamente perseguire un progresso, lo si fa senza indugiare, pencolare, pendolare, rinviare, ponzare (documentarsi sul preciso significato di questo verbo), mentre in Italia, in nome della prudenza ragionevole nemica di avventate decisioni e maschera d'intrighi ad alto livello, ci s'invischia in una ragna d'acciaio, fatta d'indugi, pencolamenti, pendolamenti, rinvii, ponzamenti (oh quanto ponzano gli Italiani!).

Si può pensare che il 1974 sia un non propinquo futuro indulgente a facili promesse, ma vien fatto di rilevare che due anni non sono poi tanto lunghi. Ricordate quando alle soglie del 1970, si disse che l'Italia avrebbe avuto la TVC nel 1972?

Orbene, il 1972 è il presente, ma la TVC è assente, i due anni sono trascorsi e molti passi sono stati fatti a ritroso.

Non si può escludere che qualcosa di simile possa accadere anche a Johannesburg, ma ciò appare estremamente improbabile, perché gli africani sono gente seria e perché i dirigenti della Lufhtansa e della Loewe Opta sanno quello che si fanno.

La pazienza fu sempre laudabil cosa; forse che gli Israeliti non pazientano aspettando da oltre 5.000 anni un'edizione riveduta e migliorata del Messia? Quale modesta percentuale di tale periodo di tempo costituisce lo scarso decennio della nostra attesa per la TVC? E allora di che ci lamentiamo?

Unità oscilloscopio a doppia traccia

Parte II - Amplificatore a transistori ad effetto di campo

di W. T. Cocking - a cura di G. Frateschi

L'esigenza fondamentale per un'unità che renda possibile vadere due segnali simultaneamente su di un oscilloscopio venne descritta nella prima parte, dove si mostrò che occorrono amplificatori identici con un attenuatore in ingresso e un commutatore elettronico. Si richiede massimo guadagno totale di un'unità, ma, col ridurre l'effettiva capacità del cavo d'ingresso, deve essere usato un attenuatore d'ingresso, perciò bisogna introdurre un'ulteriore amplificazione per compensare l'attenuazione.
È importante che la resistenza d'ingresso dell'amplificatore sia ben definita, il che significa che essa deve sostanzialmente essere costituita da un resistore, perciò con la normale connessione in parallelo, l'amplificatore adatto deve avere una resistenza d'ingresso che in confronto è molto grande.
La connessione di un transistore ad effetto di campo è una cosa ovvia per lo stadio d'entrata di qualsiasi amplificatore che debba avere una forte resistenza d'ingresso. Il suo inconveniente principale è la sua enorme tolleranza. Esso è pure più costoso di un normale transistore bipolare.
La fig. 1 rappresenta le caratteristiche del f.e.t. BFW 10. A tensione di porta (« gate ») zero, la corrente dell'elettrodo assorbitore può essere da circa 7,8 mA a circa 20 mA, mentre la tensione di interdizione della porta può variare da − 2,1 V a − 8 V. In un amplificatore in cui è impraticabile l'uso di accoppiamenti interstadio capacitivi, è indispensabile che il livello di c.c. dell'elettrodo di uscita sia sostanzialmente costante ed è qui dove sorgono le difficoltà nell'uso dei f.e.t.

Se il f.e.t. viene impiegato come inseguitore di sorgente è necessario che l'elettrodo sorgente sia sempre ad una tensione fissa relativamente alla massa. Si può usare una resistenza di sorgente variabile, che viene regolata convenientemente secondo il particolare f.e.t. impiegato. Per esempio, si potrebbe decidere di operare a 1,5 mA convenienti a un f.e.t. a bassa tolleranza, che richiederà una tensione di polarizzazione della porta di 1,5 V.

Se, come è in uso, la porta è col ritorno a massa, la sorgente deve avere 1,5 V sopra massa e a 1,5 mA, è necessario un resistore di sorgente da 1 kΩ. Con un f.e.t. ad alta tolleranza il catodo deve essere ancora 1,5 V sopra massa, ma la corrente sarà di 13,9 mA e la resistenza di sorgente deve essere solo 108 Ω. Ciò è alla lunga troppo basso per un buon funzionamento dell'inseguitore di sorgente e il guadagno invece di approssimarsi all'unità, sarà solamente intorno a 0,23.
Una migliore alternativa è quella di usare un valore fisso della resistenza di sorgente. Tensione costante richiede allora corrente costante, la quale deve essere scelta ad un valore conveniente per il f.e.t. a bassa tolleranza, diciamo, a 1,5 mA
Il controllo deve allora essere esercitato da una tensione negativa variabile di polarizzazione della porta, che è confacente al f.e.t. Si può vedere dalla fig. 1 che per un f.e.t. ad alta tolleranza occorreranno almeno 6 V di polarizzazione della « gate » per dare 1,5 mA. Questo vuol dire − 4,5 V di tensione di polarizzazione, supplementari agli 1,5 V di polarizzazione della sorgente. Il ritorno della porta ora non può essere collegato a massa, ma ad una sorgente di alimentazione superiore ai 4,5 V negativi verso massa, che deve essere stabilizzata. Questo non è conveniente. Il guadagno non è ancora costante, ma è più costante che con un resistore di catodo variabile. Ciò avviene perchè a corrente costante, un f.e.t. ad alta tolleranza ha una conduttanza mutua molto più bassa di uno a bassa tolleranza, come si può vedere dal degradare delle curve nella fig. 1.

Secondo lo scrivente vi è un solo modo fattibile di adattamento soddisfacente con la tolleranza del f.e.t. quando vi sia un punto d'uscita a tensione costante verso massa. Esso consiste nell'usarlo con un transistore *p−n−p* (se esso è un f.e.t. a canale « n ») nel circuito esposto nella fig. 2. Il resistore è reso variabile e viene regolato per portare il collettore del *Tr*2 alla tensione fissa V_C intesa rispetto a massa.

Idealmente, l'amplificazione di tensione è $1 + R_C/R_S$. In pratica, essa è alquanto meno. Può essere intorno al 95% di questo numero per f.e.t. normali a bassa tolleranza. Ma essa cade più lontano con quelli ad alta tolleranza, perchè allora R_D diventa troppo piccola. Il circuito è ammirevole per un f.e.t. con una gamma di tolleranza di circa una metà di quella del BFWIO. Tali f.e.t. sono validi, ma naturalmente tendono a costare di più.
Il circuito ha una bassa impedenza d'uscita e così non è molto influenzato da un carico R_L finchè questo non fa prelevare corrente continua. Esso ha un buon responso di alta frequenza e lavora bene fino almeno a 10 MHz.
Assumendo, come normale, che la corrente di base del *Tr*2 sia trascurabile in confronto con la corrente di collettore

$$V_C = V_S + I_C R_C$$

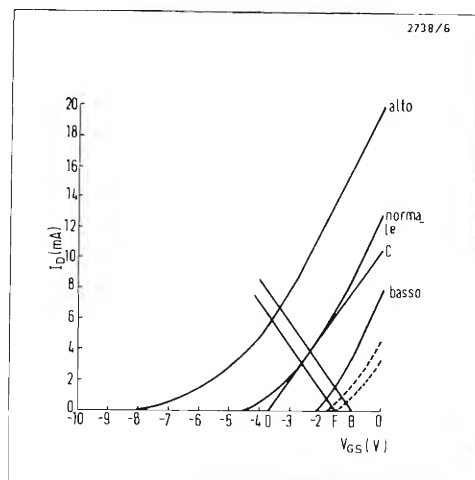
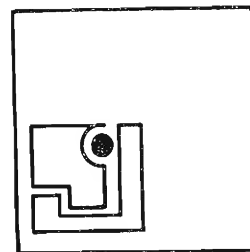
$$V_S = (I_C + I_D) R_S$$

$$V_{BE} = I_D R_D$$

da cui

$$V_S = V_C \frac{R_S}{R_C + R_S} + I_D \frac{R_C R_S}{R_C + R_S}.$$

Il f.e.t. si comporta così come se la sorgente fosse polarizzata da una resistenza avente il valore di R_C e R_S in parallelo, tornata ad una tensione positiva verso massa di $V_C R_S/(R_C + R_S)$. Se, per esempio, R_S = 470 Ω e R_C = 1,5 kΩ il valore del parallelo è di 358 Ω. Se V_E = 4 V l'effettiva tensione è di 0,95 V. Tirando una linea di polarizzazione da questa tensione a rappresentare 358 Ω

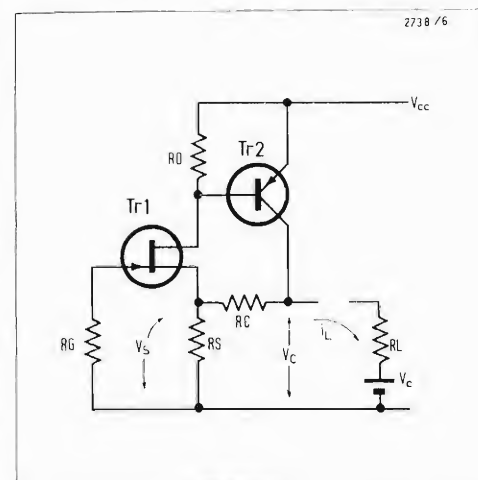
Fig. 1 - Curve del transistore BFW10 che ne rappresentano le forti tolleranze. La linea di polarizzazione *AB* è per il circuito della fig. 2 con V_C = 4 V, R_S = 470 Ω e R_C = 1,5 kΩ. La linea *EF* è per gli stessi valori, ma con V_C = 6,3 V. *CD* è disegnata tangenzialmente alla curva del f.e.t. ; alla sua intersezione con *AB* e la sua pendenza dà la conduttanza mutua. Le curve tratteggiate riguardano due campioni del TIS58, che vennero utilizzati negli esperimenti.

nel modo usuale, l'intersezione con le curve del f.e.t. mette in grado di leggere I_D e V_S, per f.e.t. di basse e alte tolleranze e per f.e.t. normali. La linea *AB* nella fig. 2 rappresenta le condizioni. Per un f.e.t. a bassa tolleranza, $V_S = 1{,}5$ V, $I_s = 1{,}5$ mA, per un f.e.t. normale $V_S = 2{,}35$ V, $I_S = 3{,}9$ mA; e per un f.e.t. di alta tolleranza $V_S = 3{,}4$ V, $I_S = 6{,}8$ mA, entro i limiti di precisione di piccole scale grafiche.
Il valore richiesto di R_D è V_{BE}/I_D. Prendendo $V_{BE} = 0{,}65$ V, R_D è 433 Ω, 166 Ω e 95,5 Ω nei tre casi. In pratica, vi è una tolleranza di costruzione su V_{BE} che è usualmente dell'ordine di ± 75 mV. Questa viene coperta con un valore alquanto più grande di resistenza.
A questo stadio I_D, V_C, V_S e R_D sono note. La corrente di collettore è

$$I_C = \frac{V_C - V_S}{R_C}$$

Per tre casi del BFW10, con $R_C = 1{,}5$ kΩ, la corrente di collettore è 1,67 mA, 1,1 mA e 0,4 mA rispettivamente.
Le condizioni con segnale sono più complesse e le equazioni per il guadagno sono sviluppate in Appendice.
Le caratteristiche dipendono molto ampiamente da una quantità che vi è indicata col termine « y ». Essa è l'effettivo guadagno di corrente del *Tr*2 e al limite diventa « h_{fe} ». Ciò accade solo quando R_D diventa infinita ed è solamente avvicinata quando la resistenza di ingresso $h_{fe}r_e$ del *Tr*2 è molto piccola confrontata con R_D, così che sostanzialmente tutta la corrente del segnale di *Tr*1 scorre nella base del *Tr*2.
Per dati valori di V_C, R_C e R_S, I_D e V_S sono molto più grandi per un f.e.t. ad alta tolleranza, quanto per uno a bassa, quindi I_C deve variare inversamente. Poichè I_D aumenta, R_D deve essere ridotta e mentre I_C diventa minore r_e aumenta. Il risultato è che la « y » varia molto grandemente fra f.e.t. a bassa ed alta tolleranza.
Ponendo $V_{BE} = 0{,}65$ V, che è tipico, il valore di « y » dato nella Appendice può essere espresso in termini di corrente continua così

$$y = \frac{h_{fe}}{1 + \dfrac{h_{fe} I_D R_C}{25\,(V_C - V_S)}}$$

È chiaro da questo che V_S non deve avvicinarsi a V_C troppo strettamente. Se ciò avvenisse, il denominatore diventerebbe grande e varierebbe moltissimo con piccoli scarti di V_S. Questo significa che la corrente di collettore non deve essere troppo piccola. Per un grande valore di « y » è necessario che la corrente di collettore sia molto più grande della corrente di assorbitore ma questo non è sempre fattibile.
In generale quanto più la V_C è grande tanto meglio è, ma vi è un limite fisso alle caratteristiche di un f.e.t. a bassa tolleranza.
È essenziale che i valori di $V_C R_S/(R_C + R_S)$ siano numericamente minori del potenziale di interdizione di un f.e.t. a bassa tolleranza.
Le tavole 1 e 2 danno il calcolo passo per passo per il BFW10 usando le curve di fig. 1 e portando « g_m » = 3 mA/V in tutti i casi, finchè per condizioni particolari essa vari molto poco. In tutti i casi « h_{fe} » = 100, $R_C = 1{,}5$ kΩ e $R_S = 470$ Ω; per la Tav. 1, $V_C = 4$V, mentre per la Tav. 2 $V_C = 6{,}3$ V. Nei due casi, le linee della polarizzazione nella fig. 1 sono rispettivamente *AB* e *EF*.
Con $V_C = 4$ V, il guadagno varia da 2,24 a 3,93, la proporzione è di 1,75 : 1, invece con $V_C = 6{,}3$ V, esso varia da 3,48 a 4,09 solamente, e il rapporto è di 1,17 : 1. Con tensione più alta la resistenza di uscita è pure molto minore. Se il circuito ha un carico R_L questo carico non deve prelevare direttamente corrente per attenersi all'analisi dell'Appendice. Il carico può essere alimentato mediante un condensatore, oppure può essere connesso direttamente se il suo terminale di massa è preso ad una tensione uguale a V_C. La difficoltà pratica è allora di assicurare che le variazioni di temperatura non debbano danneggiare i materiali.
È strano che, vi siano poche informazioni sulle caratteristiche di temperatura del f.e.t. Esistono due differenti effetti. Vi è il normale effetto negativo di una giunzione che si manifesta nell'aumento della corrente di assorbitore con la temperatura, ma vi è un effetto positivo nella massa del materiale, che ha l'effetto opposto. Ad una bassa corrente particolare i due possono annullarsi, ma alla normale corrente di assorbitore la giunzione ha il più grande effetto, e normalmente la corrente di assorbitore aumenta con la temperatura.
Il transistore bipolare stesso, naturalmente si comporta normalmente. Come sempre, la variazione di V_{BE} influisce su I_C di una quantità che dipende grandemente dal valore di R_D. Se R_D è molto grande, V_{BE} influenza fortemente I_C ma essa può esercitare il suo pieno effetto quando R_D è piccola. Si può aspettarsi, perciò, che il coefficiente totale di temperatura sarà più grande con un f.e.t. di alta tolleranza che con uno a bassa.
Si può ritenere che il coefficiente totale di temperatura sia circa 3 mW/°C in riferimento alla porta. All'uscita questo apparirà moltiplicato per il guadagno come una variazione di V_C. Esso può essere così 12 mW/°C o circa ± 0,15 V, per ± 12,5°C di variazione della temperatura.
La fig. 3 rappresenta il circuito che fu usato sperimentalmente.
Esso viene prefissato per $V_C = 4$V. Il f.e.t. ha le caratteristiche tratteggiate nella fig. 1. Due esemplari piuttosto similari vennero usati ed ambedue erano molto più « bassi » che un BFW10 a bassa tolleranza: ovviamente una $V_C = 6{,}3$ V non sarebbe appropriata con questi. Per realizzare il circuito, un Avo coi suoi 10V di portata fu collegato fra la massa e il collettore del *Tr*2 e R_D venne regolata per una lettura di 4 V. Il misuratore

Fig. 2 - Circuito per un f.e.t. a canale *n* con transistore bipolare *p–n–p*.

venne allora collegato ai capi di R_L e R_2 regolata per zero volt, prima sulla portata di 10 V, dopo su quella di 2,5 V e finalmente sulla portata di 50 mA.

Fu trovato desiderabile usare un trasferitore di emettitore (« emitter follower ») dopo lo stadio, particolarmente per ridurre il carico capacitivo su R_L, ma principalmente per ridurre la corrente di base in R_L. La risposta in alta frequenza può essere estesa coll'aggiunta di una piccola capacità (25 pF nell'esempio dato) ai capi di R_S.

Con gli stadi che seguono una risposta piatta fino a quasi 5 MHz, e intorno a 3 dB a 10 MHz, fu subito ottenibile. Il solo difetto del circuito consiste nella difficoltà di mantenere un adeguato bilanciamento delle tensioni ai due capi di R_L. Una corrente sbilanciata di 10 μA in R_L è circa più di quanto possa essere tollerato e ciò corrisponde a soli 20 mV ai capi di R_L. Bisogna aspettarsi che questo avvenga con una variazione di temperatura attorno ai 2 °C solamente.

Per mantenere un buon bilanciamento ambedue i terminali di R_L devono essere connessi ai punti, che variano in tensione della stessa quantità. La sola via che sembra realizzare ragionevolmente bene questo è di sostituire R_1 e R_2 con un altro amplificatore e ciò richiede che i due f.e.t. siano accoppiati abbastanza strettamente. Ciò non venne fatto perchè fu considerato non desiderabile usare f.e.t. accoppiati.

Il circuito venne così abbandonato piuttosto con dispiacere. È sottinteso che questo era solo a motivo del controllo di guadagno. Se questo non fosse avvenuto e il f.e.t. potesse essere garantito, allora la V_C potrebbe essere solo 2,7 V e lo stadio potrebbe pilotare direttamente il transistore commutato. Il coefficiente di temperatura non sarebbe importante, perchè influirebbe solamente sulla posizione della traccia sullo schermo e un controllo di spostatamento occorre in ogni caso e potrebbe correggerlo. Il controllo di spostamento sarebbe, di fatto, R_D o una porzione di essa.

Prima di concludere è desiderabile, far rilevare che invece di un f.e.t. può essere usato un transistore bipolare Ciò è descritto nella fig. 4. Per semplicità, noi tratteremo ciò come un'estensione dell'analisi del f.e.t. e così chiameremo la corrente di collettore del *Tr*1 I_D, invece del simbolo più usuale I_{C1}. Le equazioni precedenti sono valide ma inoltre

$V_{B1} - V_{BE1} = V_S$

Non vi è ora alcuna ragione perchè la corrente del *Tr*1 non sia molto minore di quella del *Tr*2; R_D può essere grande e « y » può essere grande. Trascurando la resistenza interna delle giunzioni di emettitore del *Tr*1, la resistenza di ingresso è

$$R_{in} = h_{fe1} R_S (1 + y) \frac{R_L + R_C/(1 + y)}{R_C + R_L + R_S}$$

ed essa può essere facilmente di parecchi megaohm. Da notare, tuttavia, che R_{in} è ridotta da un valore finito di R_L. Ciò è fisicamente ovvio, perchè quando R_L è presente, parte della corrente di collettore del *Tr*2 fluisce attraverso di esso invece di passare tutta attraverso R_S. La reazione, dalla quale l'alta resistenza di entrata ha origine, viene così ridotta. L'equazione del controllo di guadagno è ora molto più vicina a quella ideale di $1 + R_C/R_S$ poichè g_m per un transistore è usualmente di 30 mA/V o più e « y » può essere portato facilmente a 50 o più. Esso sarà raramente minore dell'ideale di più che il 5%. La resistenza di uscita è pure molto più piccola ed è quasi

$$R_o = \frac{R_C}{1 + y}$$

Con questo circuito è possibile ottenere, con un carico di 2 kΩ, una resistenza d'ingresso di almeno 2 MΩ, una resistenza di uscita intorno ai 15 Ω e un guadagno di circa 4 volte ed è utile sopra i 10 MHz. Se R_D è abbastanza grande, come essa può essere, (es. dato 1 kΩ) le variazioni di V_{BE2} hanno poco effetto. Tuttavia, le variazioni di V_{BE1} sono soggette al guadagno intero. Così, variazioni di 2 mV/°C diventano variazioni di 8 mW/°C all'uscita.

È comprensibile che le variazioni di guadagno di un f.e.t. dipendano dal particolare f.e.t. usato. Il progetto deve essere eseguito in modo che il guadagno minimo sia più grande del guadagno richiesto e si includa un controllo di guadagno prefissato. È naturalmente possibile ridurre le variazioni coll'uso di un valore fisso di R_D e regolando V_C per la tensione negativa di polarizzazione sulla porta. Come rapidamente menzionato, questa non è la cura completa e la ne-

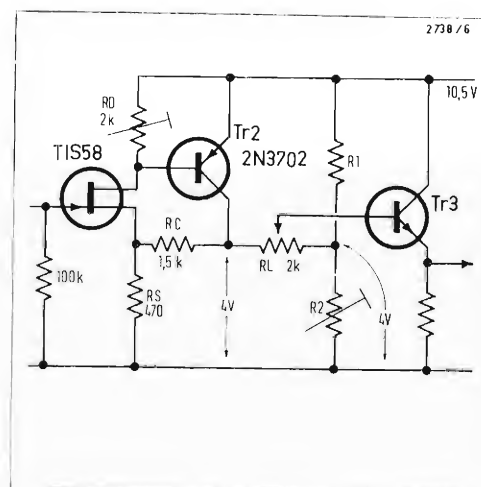
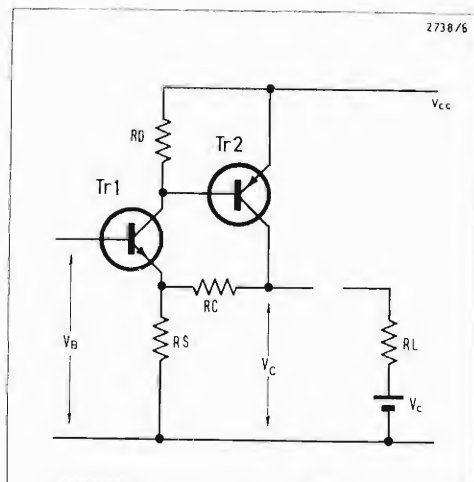
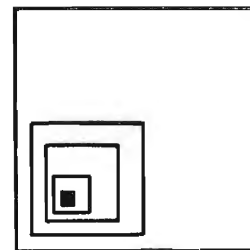



Fig. 3 - Il circuito di fig. 2 modificato per includere un controllo di guadagno; R_D è regolata per portare il collettore del *Tr*2 ad un potenziale prefissato e R_2 è regolata per zero Volt attraverso R_L.

Fig. 4 - Il circuito della fig. 2, ma con un transistore *n-p-n* al posto del f.e.t.

cessità di una linea di potenziale negativo stabilizzato è indesiderabile. È merito della disposizione di fig. 2 che le prestazioni e la V_C siano sostanzialmente indipendenti da V_{cc}, così che un potenziale stabilizzato non è necessario. Non abbiamo discusso a lungo la possibilità di ottenere un guadagno più elevato. Per $A = 10$, $R_C/R_S = 9$ idealmente, e in pratica probabilmente circa 12. La linea di polarizzazione effettiva di 358 Ω è circa l'ottimo per minimizzare le variazioni di g_m, così mantenendo questo numero noi troviamo $R_S = 390$ Ω e $R_C = 4{,}7$ kΩ approssimativamente. Per una linea di polarizzazione partente da 0,9 V, come dianzi, V_C deve essere 11,7 V.

Poichè V_{CE} deve essere al minimo 2 V, V_{CC} deve essere almeno 14 V. Tutto questo è perfettamente possibile.

È probabile, tuttavia, che la risposta in frequenza sia adeguata, e R_L non può certamente aumentare proporzionalmente a R_C senza influenzare seriamente il responso. In vista della difficoltà di mantenere un adeguato bilanciamento delle tensioni ai capi di R_L, fu deciso con dispiacere di abbandonare il circuito, e non fu fatto niente nel tentativo di ottenere un guadagno più alto. Sarebbe da rilevare che occorrono altri transistori per accoppiare lo stadio all'uscita. La base dello stadio di uscita deve essere a 2,7 V; l'uscita dell'amplificatore sarebbe 6,3 V. L'uscita dell'amplificatore è nella stessa fase dell'ingresso, ma lo stadio di uscita dà l'inversione di fase. È desiderabile che non vi fosse una totale inversione di fase, così lo stadio intermedio potrebbe essere un invertitore di fase, o si potrebbe usare un comune invertitore di fase dopo l'uscita comune dei due canali.

La fig. 5 rappresenta un circuito molto utile per collegare due livelli difficili di tensione. Dal punto di vista del segnale esso forma un « cascode » e dà l'inversione di fase. Per il *Tr*1

$V_{B1} - V_{BE1} = I_{C1} R_{E1}$

e per il *Tr*2

$V_{B2} - V_{BE2} = (I_{C1} + I_{C2}) R_{C1}$

$V_o = I_{C1} R_{C2}$

ed il guadagno è quasi R_{C2}/R_{E1}

Pure

$V_{CE1} = V_{CC} - I_{C1} (R_{C1} + R_{E1}) - I_{C2} R_{C1}$

$V_{CE2} = V_{CC} - I_{C1} R_{C1} - I_{C2} (R_{C1} + R_{C2})$

La solita difficoltà pratica è di fare V_{CE1} e V_{CE2} abbastanza grandi. Supponiamo che siano: $V_{B1} = 6{,}3$ V, $V_o = 2{,}7$ V e $V_{BE1} = V_{BE2} = 0{,}65$ V con $V_{CC} = 10{,}5$ V minimi. Allora $I_{C1} R_{E1} = 5{,}65$ V. Riteniamo $R_{E1} = 1{,}5$ *k*, allora $I_{C1} = 3{,}76$ mA. Se $R_{C2} = 1{,}5$ k, $I_{C2} = 2{,}7/1{,}5 = 1{,}8$ mA. Ora per il *Tr*1 lasciamo $V_{CE1} = 3$ V. Il collettore è allora 8,65 V su massa e noi possiamo scendere a soli 10,5 − 8,65 = 1,85 V in R_{C1} con una corrente di 3,76 + 1,8 = 5,56 mA, così $R_C = 332$ Ω. Noi abbiamo allora $V_{CE2} = 10{,}5 - 1{,}85 - 2{,}7 = 5{,}95$ V. La sola cosa molesta con questo è che 330 Ω è alquanto bassa per R_{C1}. La perdita di segnale può essere corretta aumentando R_{C2} e la correzione della frequenza può essere ottenuta shuntando R_{E1} con una piccola capacità (≈ 25 pF). Un controllo di spostamento, che non debba influire sul guadagno può essere ottenuto facendo V_{B2} variabile. Essa deve, naturalmente, essere di 0,65 V nominali più la caduta attraverso R_{C1} o 2,5 V negativi verso il + V_{CC} ed il potenziale deve essere stabilizzato con un riferimento al + V_{CC}. Ciò viene effettuato facilmente con un diodo zener.

Così, con uno stadio d'entrata con f.e.t. a noi occorre al minimo un f.e.t. e tre transistori bipolari precedenti lo stadio di uscita. Il dispositivo è stato provato interamente e con piccole capacità collegate a R_S (fig. 3) e R_{E1} (fig. 5) si è presto ottenuta una risposta totale in frequenza con attenuazione di soli 3 dB a 10 MHz. Il solo guaio sta nell'impossibilità di mantenere la corrente, nel resistore del controllo di guadagno, abbastanza piccola. Si comprese che se il circuito venisse usato sarebbe necessario provvedere ad una regolazione del bilanciamento con un controllo sul pannello. In vista di ciò fu deciso di investigare su altri metodi. Possiamo domandarci a questo punto, perchè il controllo di guadagno non venne accoppiato capacitivamente per eliminare da esso la c.c. Ciò venne effettivamente provato ed abbandonato. In primo luogo, perchè, dati i valori della bassa resistenza occorrenti per mantenere il responso di alta frequenza, sono richiesti al minimo 500 μF. Devono perciò essere usati quelli di tipo elettrolitico, che hanno una corrente di dispersione. Questa può essere inizialmente piccola se la loro tensione nominale è alta in confronto alla tensione che risulta applicata ed una prova mostrò che essa era trascurabile. Però, conformemente ai manuali, un condensatore elettrolitico usato con bassa tensione si riforma gradualmente ad una tensione di lavoro vicina a quella applicata e allora passa ad una relativamente alta corrente di dispersione. Se ciò dovesse accadere significherebbe che dopo tre mesi o quasi vi sarebbe una corrente eccessiva nel controllo di guadagno.

Fig. 5 - Una forma di circuito « cascode » che usa transistori *n−p−n* e *p−n−p* utili per il passaggio di un segnale tra due punti a differente livello di tensione c.c. Un controllo di spostamento che non debba influire sul guadagno può essere ottenuto regolando V_{B2}. Il guadagno tende al limite R_{C2}/R_{E1}, ma in pratica è un poco più basso.

La seconda ragione per evitare accoppiamenti capacitivi è che si renderebbe necessario includere diodi e resistenze di protezione. Senza di essi non vi è strada più sicura per ottenere una gravosa mortalità nei transistori. I guasti accadono commutando su « on » e « off ». I circuiti di protezione non solo si aggiungono al costo, ma tendono a ridurre la risposta di alta frequenza. Noi provammo condensatori senza tali collegamenti e parecchi transistori morirono.

Prima di concludere questa parte, può essere utile aggiungere qualche parola circa altri circuiti che furono provati. Il merito di questi circuiti (fig. 6) è che idealmente non vi sono correnti nella R_{B1}, il che risolve il problema del controllo di guadagno. Il circuito è normal-

mente usato senza R_{E1} e R_{E2}, ma esse vengono incluse così che la corrente nel $Tr1$ e nel $Tr2$ risulta meglio determinata.

I transistori $Tr1$ e $Tr2$ si suppone che siano percorsi da correnti uguali. La loro tensione di base deve essere la stessa eccetto per qualche differenza fra V_{BE1} e V_{BE2}. Non conoscendo la corrente di base, R_{B1} e R_{B2} devono così essere riportate sostanzialmente alla stessa tensione. Ora se la corrente fluisce in R_{B1} e R_{B2} dal Tr_3, deve esserci una caduta di tensione attraverso R_{B2} e la base del $Tr2$ sarà allo stesso potenziale della base del $Tr1$. Ma la tensione di base non può differenziarsi apprezzabilmente e non può esservi corrente in R_{B1} e R_{B2}. Così la tensione di collettore del $Tr3$ verso massa è uguale alla tensione di base del $Tr1$ e del $Tr2$.

Nelle particolari condizioni della fig. 6, la tensione fornita alla base del Tr_1 deve essere 3,6 V e confrontata col potenziale di base del Tr_2 di 2,8 V differisce di 0,8 V. In parte questo può essere attribuito alle differenze di V_{BE1} e V_{BE2}, ma era causato in maggior misura dalla elevata corrente di base del $Tr1$ (9 µA) nell'alta resistenza di base (100 kΩ). Questo dava una differenza di polarizzazione di 0,9 V. Infatti il transistore adoperato per Tr_1 aveva « h_{fe} » = 55 solamente.

Il guadagno dello stadio è nominalmente $1 + R_{B1}/R_{B2}$ e questo è 3,45 per i valori usati. In pratica è molto vicino ad esso. La resistenza di ingresso è forte e vale circa 1 MΩ. Ambedue la resistenza d'ingresso e la differenza di polarizzazione possono facilmente essere migliorate usando un transistore a più alto «h_{fe}» per Tr_1 si potrebbe ottenere facilmente un miglioramento di circa 4 volte. Il guadagno aumentò con la frequenza e fu al minimo due volte il valore di bassa frequenza a 10 MHz. Un responso lineare fu assicurato aggiungendo un circuito R_C ai capi di R_{C1}. Il circuito è a reazione con tre transistori nel circuito di reazione. Esso è così potenzialmente instabile. Un progetto teorico per la stabilizzazione è molto difficile, perchè richiederebbe informazioni dettagliate di tutti i parametri dei transistori dei circuiti fino a 100 MHz o quasi, e anche allora sarebbe molto laborioso. Nessuna difficoltà venne trovata nell'ottenere il responso di frequenza richiesto nel modello della piastra sperimentale, ma sintomi di reazioni positive erano certamente presenti e si pensò che potevano ben sorgere delle difficoltà sulla tolleranza dei componenti. Inoltre la resistenza d'entrata era più bassa del desiderato e benchè possa essere fatta più alta, era dubbio se essa poteva essere fatta grande abbastanza. Il circuito è incontestabilmente interessante e venne abbandonato piuttosto con rincrescimento, perchè si ritenne essere troppo soggetto a variazioni di prestazione da un amplificatore all'altro. Noi potemmo sbagliare su questo punto, ma pensammo che non potevamo raccomandare il suo uso finchè non avessimo costruito 20 o 30 campioni di prova. Ciò non era fattibile.

Noi, perciò, tornammo in fine ad un genere completamente diverso di circuito. Esso era stato nella nostra mente dall'inizio, poichè è un circuito di eminente progettazione. Esso dà prontamente la prestazione richiesta ed il solo suo difetto è che richiede una grande quantità di transistori, ma essi sono di tipo bipolare non costoso. Gli sviluppi di questo amplificatore verranno tratteggiati nella 3ª parte e nella relazione verrà messa la tolleranza di tutti i componenti. Queste tolleranze non sono state in generale considerate in questo articolo, perchè la procedura è alquanto noiosa ed uno normalmente l'adotta solo quando un progetto si sta avviando al termine.

Appendice

In condizioni di segnale debole, a differenza della c.c.,

$$V_{in} = V_s + V_{gs} = V_{gs} + i_d R_s (1 + i_c/i_d) - i_L R_s$$

Ora

$$V_{gs} = i_d/g_m$$

e

$$\frac{i_L}{i_d} = \frac{R_s + (R_c + R_s)\, i_c/i_d}{R_c + R_L + R_s}$$

Perciò

$$A = \frac{V_s}{V_{in}} = \frac{g_m R_L\, i_L/i_d}{1 + g_m R_s (1 + i_c/i_d - i_L/i_d)}$$

Ora

$$\frac{i_c}{i_d} = \frac{R_D}{r_e + R_D/h_{fe}} = y$$

dove $r_e = 0{,}026/I_C$ = resistenza di giunzione dell'emettitore. Un poco di algebra dà

$$A = \frac{g_m R_s (1 + y) \dfrac{R_L}{R_c + R_L + R_s}}{1 + g_m R_s (1 + y) \dfrac{R_L + R_c/(1 + y)}{R_c + R_L + R_s}} \cdot \left[1 + \frac{R_c}{R_s} \cdot \frac{y}{1 + y}\right]$$

$$= \frac{g_m R_s (1 + y)}{1 + g_m R_s (1 + y)} \cdot \left[1 + \frac{R_c}{R_s} \cdot \frac{y}{1 + y}\right] \frac{R_L}{R_L + R_o}$$

dove

$$R_o = (R_c + R_s) \frac{1 + g_m \dfrac{R_c R_s}{R_c + R_s}}{1 + g_m R_s (1 + y)}$$

= resistenza di uscita.

Se

$$g_m R_s (1 + y) \gg 1, \quad y \gg 1 \quad \text{e} \quad R_L \gg R_o$$

$$A \approx 1 + \frac{R_c}{R_s}.$$

Se, pure,

$$g_m \frac{R_c R_s}{R_c + R_s} \gg 1$$

$$R_o \approx \frac{R_c}{1 + y}$$

Fig. 6 - Circuito, con tre transistori, che dà un guadagno di circa 3,5 volte, con una resistenza di ingresso di almeno 1 MΩ e, idealmente, ha zero corrente nel controllo di guadagno.

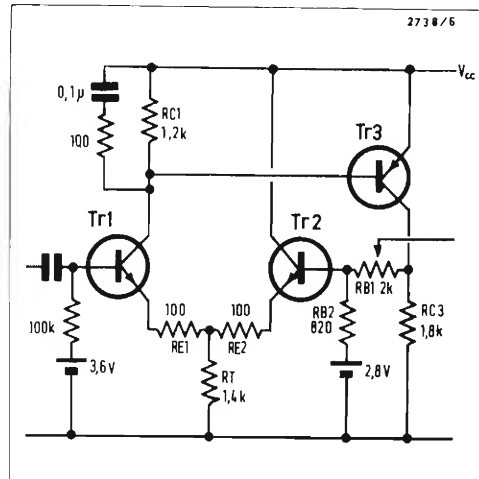
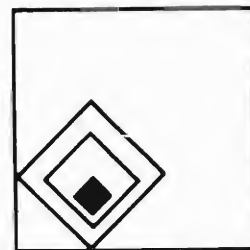



Tabella 1

Grandezza	Bassa	Normale	Alta	Unità
V_S	1,5	2,35	3,4	V
I_D	1,5	3,9	6,8	mA
$V_C - V_S$	2,5	1,65	0,6	V
I_C	1,67	1,1	0,4	mA
R_D	433	166	95,5	Ω
r_e	15,6	23,6	65	Ω
R_D/h_{fe}	4,33	1,66	0,955	Ω
$r_e + R_D/h_{fe}$	19,99	25,26	65,955	Ω
y	21,65	6,6	1,45	
$g_m R_S (1 + y)$	31,9	10,7	3,45	
$\dfrac{g_m R_S (1 + y)}{1 + g_m R_S (1 + y)}$	0,97	0,915	0,775	
$1 + \dfrac{R_C}{R_S} : \dfrac{y}{1 + y}$	4,05	3,77	2,89	
A	3,93	3,45	2,24	
R_0	122,5	345	905	Ω

Tabella 2

Grandezza	Bassa	Normale	Alta	Unità
V_S	1,575	2,62	3,65	V
I_D	0,7	3,16	6	mA
$V_C - V_S$	4,725	3,68	2,65	V
I_C	3,15	2,45	1,77	mA
R_D	925	206	108	Ω
r_e	8,25	10,6	14,7	Ω
R_D/h_{fe}	9,25	2,06	1,08	Ω
$r_e + R_D/h_{fe}$	17,5	12,66	15,78	Ω
y	52,9	16,3	6,85	
$g_m R_S (1 + y)$	76	24,4	11,1	
$\dfrac{g_m R_S (1+ y)}{1 + g_m R\text{–}(1 + y)}$	0,987	0,96	0,916	
$1 + \dfrac{R_C}{R_S} \; \dfrac{y}{1 + y}$	4,13	4	3,79	
A	4,09	3,84	3,48	
R_0	53	161	377	Ω

da «Wireless World» - Settembre '71

Generatore sperimentale di SSB a sfasamento per VHF

G. Tomassetti

1. Premessa

L'uso della SSB nelle comunicazioni in VHF offre innegabili vantaggi quando si considerino ingombro, peso ed efficienza.

Il crescente interesse per questo tipo di collegamento radio specie da parte della fitta schiera degli amatori che usano la gamma 144-146 MHz e di riflesso dei costruttori di apparecchiature ad essi destinate è stato lo stimolo alla realizzazione di questa apparecchiatura sperimentale.

La generazione di SSB col sistema « a sfasamento » qui utilizzato è certamente la più economica per raggiungere lo scopo. La qualità del segnale in uscita dipende solo dalla cura con cui si fa la messa a punto una volta che sia assicurata la capacità intrinseca delle reti di sfasamento a mantenere la ortogonalità dei segnali radio e audio al variare della frequenza.

Generare SSB a frequenze attorno ai 150 MHz è diventato possibile solo recentemente con la introduzione sul mercato a prezzi accessibili di modulatori bilanciati a banda larga usanti diodi hot-carrier. In questo progetto è stato adoperato un prodotto nazionale come si accennerà più avanti.

Normalmente la generazione del segnale *SSB* avviene a frequenze basse (9 MHz ad esempio) per poi convertire con opportuno oscillatore a quarzo il segnale stesso alla frequenza richiesta.

La particolarità di questo progetto risiede proprio nel fatto che non sono richiesti convertitori: gli inevitabili prodotti spuri di conversione sono così eliminati. La generazione a sfasamento elimina anche la necessità dell'uso del costoso filtro a quarzi.

Foto 1 - Generatore di SSB a sfasamento. (Vista laterale destra).

2. Considerazioni di principio

Una analisi teorica dettagliata è fuori luogo in questa sede e si rimanda il lettore interessato ad essa alla bibliografia.

Una giustificazione, anche se semplificata, sul come possa prodursi *SSB* all'uscita dei due modulatori bilanciati è invece pertinente. Si supponga di avere nel punto *A* (fig. 1) un segnale audio di valore istantaneo:

$e_m = E_m \cos \omega_m t$

Nel punto *B*, nello stesso istante, si ha lo stesso segnale sfasato però di 90° che potrà esprimersi con:

$e_m = E_m \sin \omega_m t$

Questi due segnali di uguale ampiezza e a 90° di fase fra loro pilotano l'ingresso audio dei modulatori bilanciati.

Agli ingressi R.F. sono presenti i segnali, sfasati pure di 90° fra loro:

$e_p = E_p \cos \omega_p t$

nel punto *C* e:

$e_p = E_p \sin \omega_p t$

nel punto *D*.

All'uscita dei modulatori bilanciati sono presenti i prodotti dei segnali d'ingresso. In un caso il prodotto e_1 vale:

$$e_1 = E_p \cos \omega_p t \cdot E_m \cos \omega_m t = \frac{E_p E_m}{2} [\cos (\omega_p t + \omega_m t) + \cos (\omega_p t - \omega_m t)]$$

Nell'altro caso invece:

$$e_2 = E_p \sin \omega_p t \cdot E_m \sin \omega_m t = \frac{E_p E_m}{2} [\cos (\omega_p t - \omega_m t) - \cos (\omega_p t + \omega_m t)]$$

La somma dei due segnali e_1 ed e_2 rappresenta l'uscita del sistema. Vediamone la sua espressione matematica:

$$e_3 = e_1 + e_2 = \frac{E_m E_p}{2} [\cos (\omega_p t + \omega_m t) + \cos (\omega_p t - \omega_m t)] + \frac{E_m E_p}{2} [\cos (\omega_p t - \omega_m t) - \cos (\omega_p t + \omega_m t)] = E_m E_p \cos (\omega_p t - \omega_m t).$$

Come si vede la tensione risultante è sinusoidale e con frequenza uguale alla differenza fra la frequenza della portante e quella audio (*LSB*).

Scambiando *A* con *B* o *C* con *D* e rifacendo lo stesso conto si ottiene ancora un segnale sinusoidale ma la sua frequenza è ora la somma tra portante e segnale audio (*USB*). Si è così ottenuto un segnale *SSB* perfetto senza traccia, in uscita, di portante o di banda non desiderata.

Si è detto che l'analisi era però semplificata; si è infatti assunto:

1. fasi relative di 90° esatti,
2. ampiezze uguali,

3. soppressione perfetta della portante,
4. assenza di prodotti di ordine superiore al primo,
5. indipendenza dello sfasamento dalla frequenza.

In pratica i cinque punti interagiscono da soli o insieme col sistema tanto da rendere l'uscita lungi da quella ipotizzata più sopra.

Importante è dunque sapere fino a che punto si possono minimizzare gli effetti negativi, tenendo ben presente l'alta frequenza di lavoro, onde ottenere all'uscita del sistema un segnale *SSB* con un minimo di purezza spettrale.

3. Realizzazione pratica

Il circuito, nel suo complesso, è chiaramente divisibile in due parti: la parte R.F. e quella audio.

Per la parte « radio » si è adoperata una scatola stagnata TEKO delle dimensioni 113 x 92 x 25 entro cui è sistemato il generatore della portante, lo sfasatore R.F. e i due modulatori bilanciati.

La sezione « audio », realizzata in circuito stampato su piastra delle dimensioni sopra indicate, è fissata, tramite distanziatori, sulla faccia esterna della scatola contenente la sezione R.F. Ne risulta un « sandwich » (vedi foto) di ingombro totale 113 x 92 x 50.

La foto mostra un cavetto con connettori *BNC* che esce dalla scatola per poi rientrarvi a qualche centimentro di distanza. La soluzione si è dimostrata molto utile in questo prototipo sperimentale, perchè permette di alimentare con un generatore esterno a livello variabile la parte critica R.F. e cioè lo sfasatore e il modulatore bilanciato; essa permette inoltre di misurare la potenza e la purezza spettrale del generatore interno. Normalmente quindi il cavetto esterno collega fra loro le due citate sub-sezioni.

Ci si riferisca allo schema elettrico per ulteriori dettagli.

4. Descrizione del circuito

a) *Sezione audio*

Essendo previsto il funzionamento con microfono piezoelettrico ad alta impedenza, il FET F1 funziona da preamplificatore-traslatore d'impedenza. P1 ne regola il guadagno. Seguono i FET F2 e F3, due stadi funzionanti come filtri « attivi » passa alto uno, passa basso l'altro.

La caratteristica passa banda complessiva, pur non essendo a fianchi ripidi come sarebbe necessario in un complesso di alta qualità si è dimostrata sufficientemente valida. Il fatto poi che vengono eliminate le ingombranti e costose olle di ferrite rende la soluzione vieppiù attraente. La perdita di inserzione dell'intero filtro è di una decina di dB.

Il transistore *Tr*1 è un invertitore di fase ad uscita variabile su un ramo (P2), come richiesto dal susseguente sfasatore audio.

P2 andrà regolato nella posizione in cui si avranno uscite uguali e sfasate di 90° fra loro sui source di F4 e F5, al variare della frequenza da 300 ÷ 400 Hz a 2.000 ÷ 2.500 Hz.

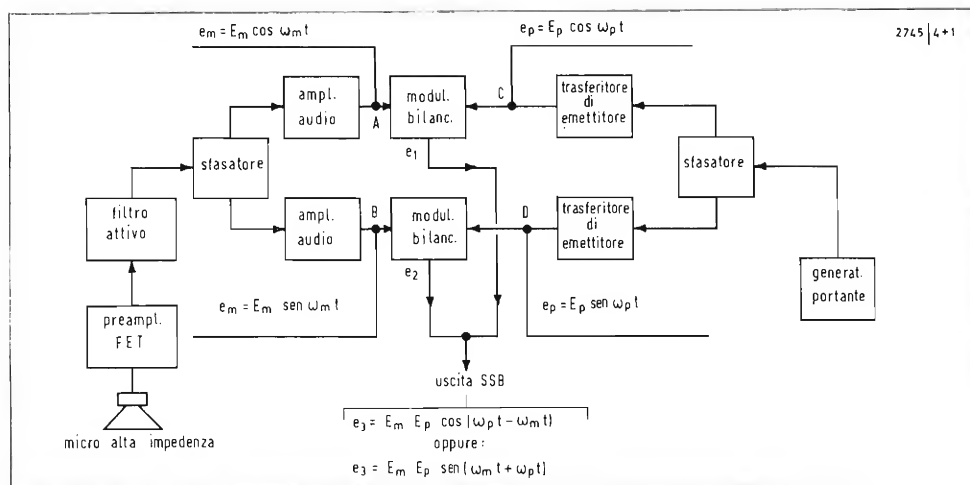
Lo scrivente ha realizzato la rete di sfasamento con resistenze commerciali *AB* da 1/2 W scelte al ponte. Nello schema elettrico sono indicati i valori commerciali usati per ottenere il valore teorico richiesto indicato tra parentesi.

I condensatori sono del tipo polistirolo pure scelti al ponte. Reti di sfasamento « commerciali » sono comunque disponibili sul mercato nazionale.

I già menzionati FET F4 e F5 sono semplici traslatori di impedenza.

I transistori *Tr*2 e *Tr*3 pilotano i « single-ended » push-pull T4-T5 e T6-T7.

Variazioni differenziali di guadagno vengono compensate agendo su P3. In particolare le uscite audio *A* e *B* dovranno essere uguali in ampiezza e sfasate fra loro di un angolo il più possibile vicino a 90°. Fase ed ampiezza dovranno essere

Fig. 1 - Schema a blocchi.

indipendenti, dalla frequenza, almeno entro gli estremi specificati in precedenza.
Si noterà che tutto il complesso audio impiega un largo numero di semiconduttori (5 FET e 7 transistori). In compenso però sono state eliminate del tutto le induttanze ed i trasformatori.

b) *Sezione R.F.*

Come accennato in precedenza, questa sezione comprende due parti distinte collegate fra loro da un cavetto coassiale esterno. Il generatore di portante è costituito da T8, un oscillatore a quarzo overtone e da *Tr*9 e *Tr*10 entrambi amplificatori di terza armonica. Originariamente tra l'oscillatore e gli altri due stadi fu interposto un triplicatore a diodo. Si è poi constatato che la uscita di T8 era di già sufficientemente distorta e l'ingresso di T9 sufficientemente non lineare tanto da rendere il triplicatore non necessario. La potenza disponibile al connettore d'uscita *M* è di circa 20 mW: la purezza spettrale è appena sufficiente. La parte ora descritta può considerarsi non essenziale, potendo essere sostituita con qualsiasi generatore esterno o da un VFO. Fondamentale è invece la parte che inizia dal connettore *R*. Il segnale R.F. attraverso C1 viene subito applicato ad uno dei modulatori bilanciati. Per raggiungere l'altro, il segnale dovrà attraversare la rete di sfasamento costituita da L1 e C2. La condizione di fase uguale a 90° si ha quando venga realizzata la condizione:

$$\omega^2 L1 \cdot C2 = 1$$

cioè quando il circuito è in risonanza alla frequenza di lavoro.

I modulatori bilanciati, non essendo perfetti, dovranno essere ottimizzati per la reiezione della portante tutte le volte che venga variato il livello R.F. al loro ingresso. Questo implica che la parte immaginaria dell'impedenza d'ingresso vista dal circuito esterno dipenderà pure dal livello R.F. il quale viene così a giocare un ruolo importante anche sulla fase. In particolare la condizione di ampiezze uguali viene trovata sperimentalmente agendo su C1. Anche questo componente entra nel gioco delle fasi per cui ad ogni sua variazione si dovrà associare una regolazione di C2 per ripristinare la ortogonalità dei due segnali R.F. In pratica la ottimizzazione

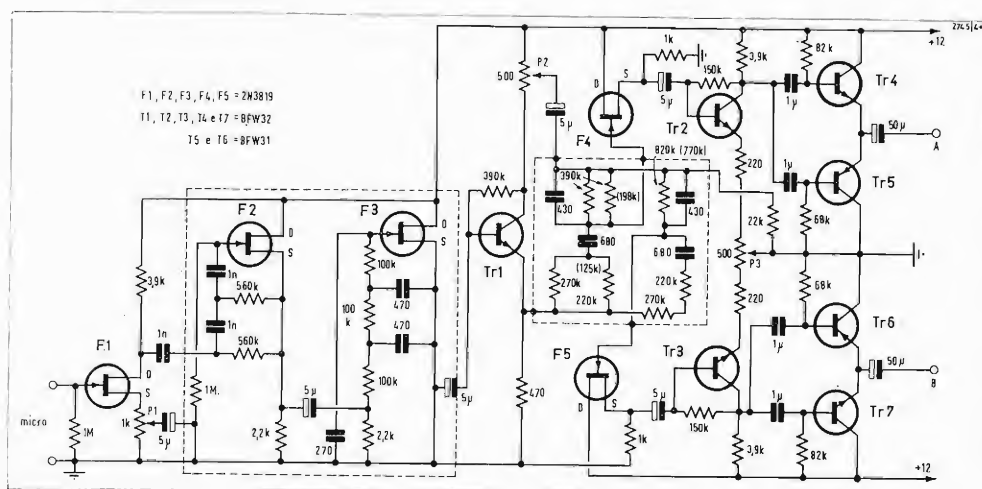
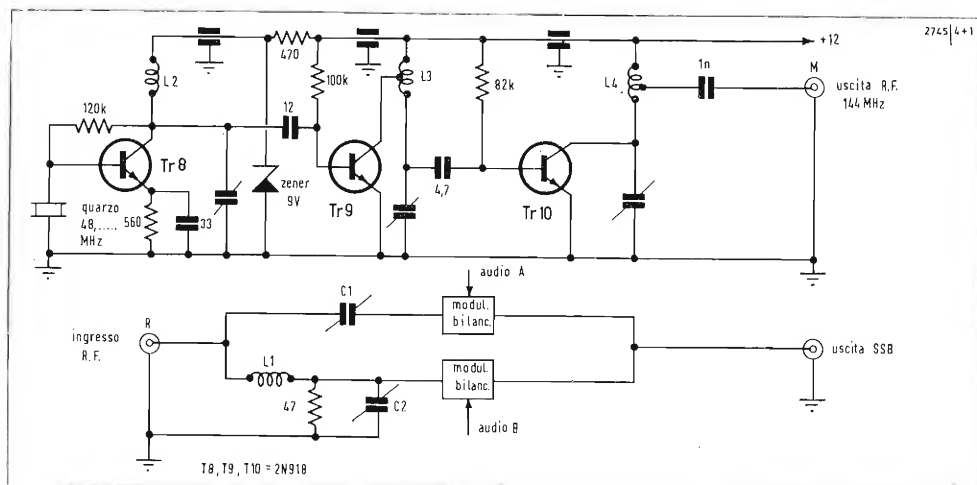
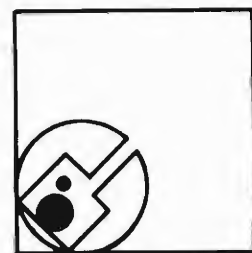



Fig. 2 - Sezione audio.

Fig. 3 - Schema della sezione RF.

verrà fatta osservando sull'oscilloscopio la qualità della *SSB* in uscita. Sono state provate anche altre reti sfasatrici come l'ovvio spezzone di cavo coassiale lungo $\lambda/4$. La rete usata offre sensibili vantaggi su tutte le altre.
La banda di lavoro possibile con questo dispositivo è superiore ai 10 MHz. Tutte le frequenze comprese tra 140 e 150 MHz presentate al connettore *R* si ritroveranno in uscita come segnale *SSB*. Ovviamente questo favorisce l'uso di un VFO esterno per chi voglia svolgere traffico isofrequenza con stazioni diverse.
Per i modulatori bilanciati si è ricorso ad un prodotto nazionale: il tipo TB2 modificato della TEKO. La modifica consiste nell'aver usato come supporto dei diodi hot-carrier costituenti il ponte stesso 4 trimmer regolabili dall'esterno. In questo modo è possibile ottimizzare il modulatore stesso per il « range » di frequenze prescelto.
Non ci sono preoccupazioni di banda: dopo la ottimizzazione essa è ancora maggiore di 10 MHz.
Le uscite dei due modulatori bilanciati sono collegate direttamente in parallelo e fanno capo ad un connettore *BNC*. Di qui in poi si dovrà solo amplificare linearmente per portare il segnale al livello richiesto.

c) *Risultati*

L'uscita vista all'analizzatore di spettro, modulando con una nota a 1.000 Hz, può sintetizzarsi con questi dati:
1. soppressione portante, > 30 dB.
2. soppressione banda laterale indesiderata, > 25 dB.
3. soppressione altri prodotti spuri, > 30 dB.

È credibile che una più accurata messa a punto possa migliorare queste cifre. Avendo ben in mente i dati suaccennati si pensa che questo eccitatore possa essere portato a livelli di uscita non superiori alla decina di W.
La potenza d'uscita del complesso è 0,4 mW indistorti misurati con bolometro HP modulando con una nota a 1.000 Hz.

Dati sulle induttanze e varie

L1 = 3 spire filo argentato 1 mm. Diametro = lunghezza avvolg. = 7 mm
L2 = 8 spire serrate filo 0,35 mm. Supporto 7 mm.

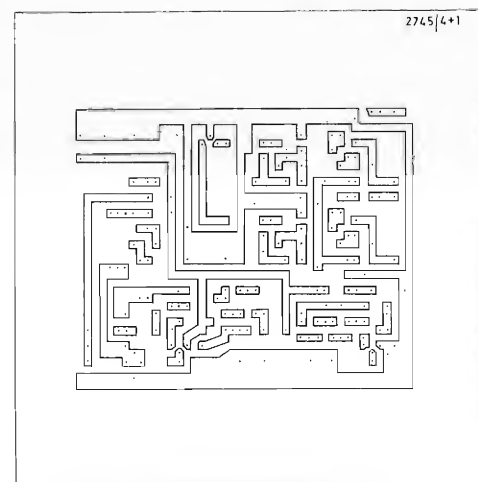



Fig. 4 - Schema di una possibile disposizione del circuito stampato audio.

L3 = 4 spire filo argentato 1 mm. Diametro avvolgimento 6 mm. Lunghezza avv. 8 mm. Presa a 3,5 spire.
L4 = 4 spire come sopra. Presa a 1,5 spire.

I trimmer sono ceramici di valore 4 ÷ 20 pF.
I condensatori passanti sono ceramici da 1.000 pF del tipo da saldare a telaio.
Il microfono è un T32 della Geloso.

Bibliografia

1. D.E. Schmitzer: « Active audio filters » VHF Communications 1 (1969).
2. Mc Vey: « An active RC-Filter using cathode followers » Electronic Engineering (July 1962).
3. D.E. Norgaard: « The phase-shift method of single-sideband signal generation » P.I.R.E. (December 1956).

Ringraziamento

Un cordiale grazie va al Prof. Ing. G. Sinigaglia per le utili discussioni con lui avute durante la realizzazione di questo prototipo.

Gli aiuti grafici alla programmazione
nel comando numerico di macchine utensili

G. Soubies Camy - a cura di G. Frateschi

Gli aiuti grafici per la programmazione hanno essenzialmente per scopo di accrescere la rapidità e la elasticità della programmazione, autorizzando:
– un controllo immediato, sotto una forma visiva, di un programma di lavorazione;
– eventualmente , modificazioni di questo programma in vista di produrre modelli differenti, ciò per un veridico dialogo tra l'operatore e la macchina.

Questi aiuti grafici si possono classificare in due categorie principali:
– le tavole e macchine per disegnare;
– le consolle a schermo catodico.

Tavole e macchine per disegnare
Funzioni realizzate

Tre tipi di funzioni potrebbero essere normalmente realizzate con una tavola per disegnare:
a) tracciato automatico di una traiettoria dell'utensile a partire dal programma perforato sulla banda di comando, al fine di verificare la validità di questo ultimo, prima di ogni lavoro di costruzione e di modificarlo eventualmente se appare che il tracciato ottenuto non sia conforme al tracciato richiesto;
b) digitalizzazione delle coordinate dei punti di un profilo dato in previsione di introdurlo nel programma di lavorazione; questa funzione è in un certo modo l'inversa della precedente;
c) utilizzazione congiunta delle due funzioni in una volta, come aiuto grafico alla programmazione e come aiuto alla concezione dei pezzi.

Collegamenti tra la macchina per disegnare ed il calcolatore

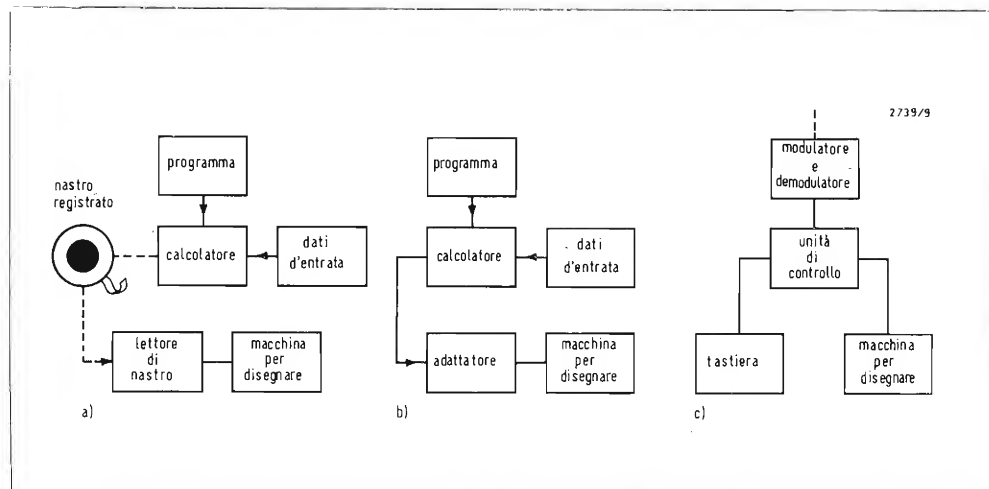
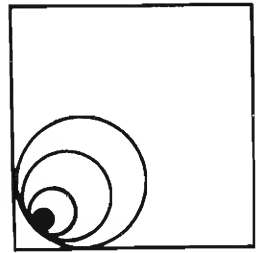
Molteplici soluzioni possono essere ravvisate in ciò che concerne i collegamenti fra la macchina per disegnare ed il calcolatore. Queste soluzioni, che sono illustrate dalla fig. 1, sono le seguenti:
a) soluzione « off-line » (fuori servizio). In un primo tempo i risultati del trattamento mediante il calcolatore sono registrati su nastro (fig. 1 a) e il nastro viene letto in un tempo successivo per comandare l'esecuzione del disegno;
b) soluzione « on-line » (in servizio). La macchina per disegnare è connessa, mediante un adattatore, al calcolatore e lavora di conseguenza in « tempo reale » (fig. 1 b); i risultati del trattamento sono elaborati a misura dell'introduzione dei dati nel calcolatore, ed il disegno viene eseguito nel medesimo tempo;
c) soluzione « tempo ripartito ».
Questa soluzione viene impiegata quando più utilizzatori si dividono le risorse offerte da un ordinatore comune, più potente e più efficiente di quello che essi potrebbero procurarsi individualmente, tenuto conto dei carichi finanziari che esso rappresenterebbe. Una frazione di tempo viene concessa successivamente a ciascun utilizzatore per l'esecuzione del suo programma: la sua durata è sufficientemente piccola, perché gli effetti della commutazione dei terminali non siano percepibili e ciascuno abbia la sensazione d'essere solo ad utilizzare in ogni momento l'ordinatore. In questo caso (fig. 1*c*), i terminali essendo distanti dal calcolatore centrale, devono essere posti dei collegamenti telefonici. Ma questi collegamenti non accettano che segnali a frequenza fonica, di forma sinusoidale, ciò che richiede una conversione dei segnali binari uscenti dai terminali in segnali telefonici destinati al calcolatore ed inversamente. Questo compito viene assicurato da un « modem » (modulatore = demodulatore).
Una « unità di controllo » facente funzione di memoria = tampone e assumente un certo numero di funzioni ausiliarie, come il controllo di validità dei messaggi emessi e ricevuti, fa egualmente parte dell'apparecchiatura. Una tastiera permette di comporre i messaggi destinati al calcolatore.

Esempio di macchina per disegnare

La tavola per disegnare, allorché è interamente automatica, permette di raggiungere notevoli precisioni su grandi distanze, ciò che implica una costruzione rigida.
La macchina per disegnare comporta la tavola per disegnare propriamente detta ed un armadio elettronico distinto.

Prestazioni

A titolo di esempio, citeremo le carat-

Fig. 1 - Collegamenti fra la tavola per disegnare ed il calcolatore: in (*a*) soluzione « off-line »; in (*b*) soluzione « on-line », in (*c*), tempi ripartiti (comando a distanza).

teristiche che seguono della tavola per disegnare « GRAPHOMAT Z92 » della ditta svizzera ZUSE.

– Superficie del disegno: 1.200 x 1.400 mm (ingrandimento possibile sino a 7.800 mm);
– Velocità del tracciato: 80 mm/s;
– Precisione del tracciato: ± 0,05 mm;
– Comando meccanico: con motori passo-a-passo;
– Incremento: 0,025 mm;
– Riproduttibilità ± 0,03 mm.

Costruzione

Gli spostamenti della testa per disegnare nelle direzioni *X* e *Y* sono assicurati da « motori passo a passo ». Ogni impulso di comando fa ruotare di un angolo determinato l'indotto del motore « passo a passo » interessato. Per la conversione di questo movimento angolare in un movimento lineare, la testa per disegnare subisce uno spostamento elementare determinato con precisione. Il numero degli impulsi di comando costituisce così una misura precisa della distanza percorsa dalla testa per disegnare. Questa disposizione rende inutile ogni ripetizione ed ogni confronto fra le posizioni di regolazione e le posizioni effettive della testa per disegnare. La velocità di tracciatura è definita in maniera semplice dalla cadenza degli impulsi di comando. Un dispositivo particolare del sistema di comando controlla l'accelerazione e la decelerazione e adatta automaticamente la velocità alle condizioni ottimali del tracciato.

Nell'apparato standard, la testa per disegnare porta una scanalatura destinata a ricevere un tracciatore od una punta per incidere, che si abbassa o si solleva sotto l'azione di un elettro-calamita. Questa manovra può operarsi, sia per programma, sia manualmente per mezzo di una tastiera disposta su di un fianco della tavola. Questa tastiera, nella realizzazione standard comporta due file di tasti corrispondenti alle differenti funzioni da realizzare.
La figura 3 riassume le possibilità offerte dai dispositivi addizionali.

Programmi di base

I programmi di base permettono d'accrescere ancora le possibilità dell'apparecchiatura. L'insieme di questi programmi è costituito infatti da due parti. La prima contiene i programmi d'interpolazione lineare e curvilinea, così come i sottoprogrammi per stabilire bande perforate, bande magnetiche e carte perforate. I programmi della seconda categoria permettono, con l'aiuto dei parametri d'entrata, di tracciare figure, che intervengono frequentemente nell'utilizzazione delle tavole traccianti.

L'impiego di tipi di tracce differenti, per esempio punteggiate o tratteggiate, permette la discriminazione fra le differenti curve di un medesimo disegno. I sottoprogrammi l'elenco dei quali appare nella fig. 4 apportano una flessibilità di utilizzazione accresciuta, tenendo conto della capacità del calcolatore.

Questi sotto-programmi sono i seguenti:
Fissaggio della scala. - La « scala » può essere fissata per le direzioni *X* e *Y* o calcolata in base ai punti estremi e dalla superficie del disegno disponibile.

Marginatura. - La marginatura può essere realizzata con l'indicazione dell'inquadratura prevista. Questo programma elementare elimina dal disegno tutte le parti fuori quadro.

Rappresentazione di assi. - Numerosi disegni esigono la rappresentazione di un « sistema d'assi » assicuranti una migliore leggibilità. I sotto-programmi permettono di disegnare ogni sistema d'assi e di riportarvi le divisioni e le iscrizioni necessarie.

Impaginatura. - Un altro sotto-programma permette una impaginatura, in considerazione dell'utilizzazione ottimale della superficie del disegno, allorchè più disegni devono essere raggruppati.

Scritturazioni. - Le scritte possono essere riportate ai punti desiderati, sotto forma di numeri o di testi alfanumerici, di dimensioni e d'orientamento scelti.

Rete di rette e curve. - Un sotto-programma di rete di rette e di curve permette all'utilizzatore di determinare in maniera semplice rette e curve a partire dalle loro coordinate.

La tavola per disegnare utilizzata come sussidio grafico all'ideazione

Le applicazioni della tavola per dise-

2739/9
calcolatore
entrata per nastro magnetico
entrata per carte perforate
entrata per nastro perforato
interpolatore
tavola tracciante

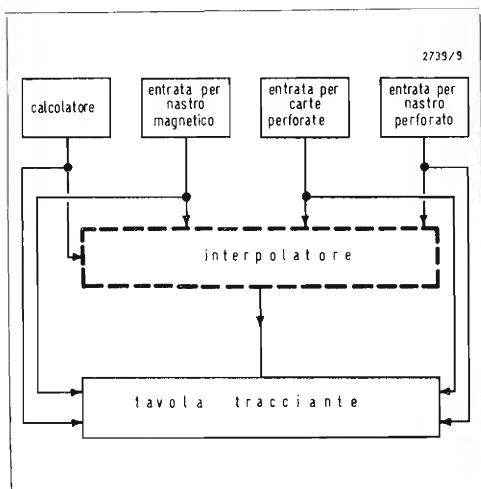



Fig. 2 - Possibilità d'entrata nel caso della GRAPHOMAT di ZUSE, tipo Z.92.

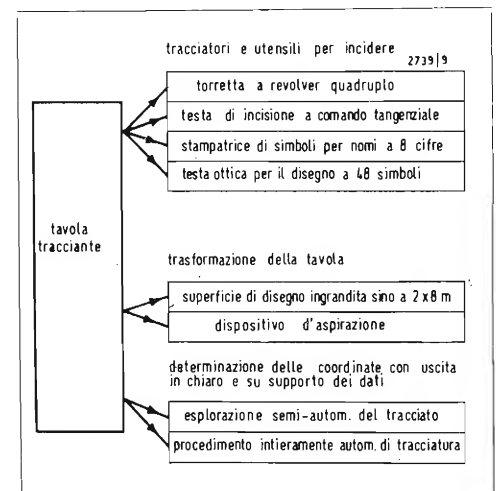



Fig. 3 - Dispositivi addizionali della GRAPHOMAT.

gnare possono essere estremamente numerose e varie, e superare largamente il quadro del comando numerico. Gli esempi di utilizzazione dati qui appresso illustrano alcune di queste applicazioni. Esse sono tratte da una documentazione della società americana « Perspective System. Inc. » e si riferiscono alla tavola per disegnare denominata « Illustromat 1200 » che, infatti, comprende due tavole traccianti utilizzate l'una in « entrata » l'altra in « uscita ». Il sistema elettronico di comando di questa tavola è di concezione modulare e di una versatilità rimarchevole.

Fig. 4 - Il programma di base delle tavole traccianti ZUSE.

Rotazione nello spazio

Il modulo utilizzato permette di comandare la rotazione d'un pezzo qualunque nello spazio di un angolo compreso fra 0 e 360°, attorno ad uno dei tre assi disegnati dall'operatore e di rappresentare sulla tavola la vista prospettica corrispondente.

È ciò che illustra la fig. 5, dove si considerano successivamente, per ciascuna delle posizioni iniziali del pezzo, supposto ridotto ad un cubo, i risultati delle rotazioni effettuate successivamente attorno ad ognuno dei tre assi di rotazione considerati.

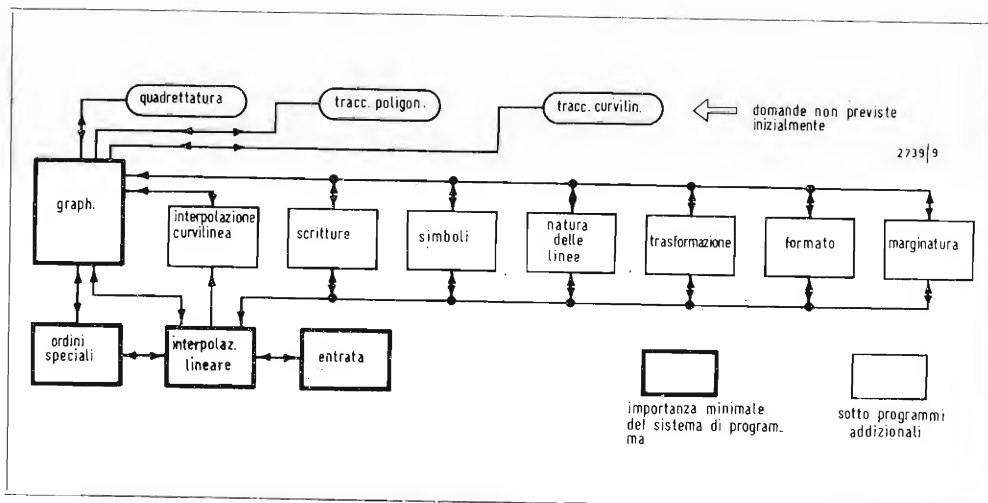
Ben inteso, se si dispone di tre moduli distinti, è possibile realizzare tutte le combinazioni di questi movimenti di rotazione elementari.

Prospettiva

Il modulo « Perspective » permette una rappresentazione precisa in prospettiva del disegno rappresentato sulla tavola d'entrata, facendo variare la distanza tra l'osservatore ed il piano nel quale si ritiene si trovi il disegno della tavola d'entrata, o ancora il livello dove si trova l'osservatore.

La fig. 6 mostra le corrispondenze ottenute fra i disegni della tavola di entrata e quella di uscita in ciascuno dei casi seguenti:

1) il punto di vista dell'osservatore è situato al centro della porta dell'atrio d'ingresso di un edificio;

2) lo stesso edificio è visto dal secondo piano di un altro fabbricato situato all'altro lato della via.

I disegni ottenuti sulla tavola di uscita, rappresentati dalla fig. 6 si riferiscono rispettivamente:

– quello di sinistra, al caso (1) precedente;

– quello di centro, al caso (2), l'osservatore essendo spostato rispetto al centro dell'atrio d'entrata;

– quello di destra, infine, al caso (2), l'osservatore occupando una posizione situata al disopra dell'edificio dalla quale egli continua a mirare il medesimo punto del secondo piano.

Vista stereoscopica

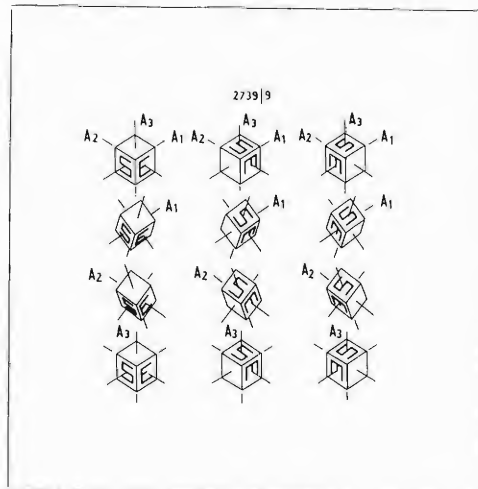
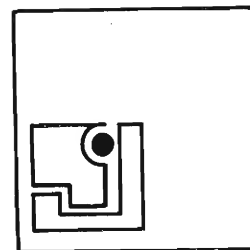
Il modulo considerato qui permette di sovrapporre sulla tavola di uscita le viste corrispondenti alla visione del medesimo pezzo dall'occhio sinistro e dall'occhio destro.

La fig. 7 rappresenta un oggetto nel quale il punto marcato *P* indica contemporaneamente il punto attorno al quale si effettuerà una rotazione ed il punto che sarà mirato dai due occhi.

I disegni ottenuti sulla tavola di uscita corrispondono a due posizioni differenti del commutatore portato dal modulo: posizione « occhio destro » e posizione « occhio sinistro », così come al risultato della sovrapposizione dei due disegni ottenuti.

Il sistema UNISURF

Il sistema UNISURF è stato sviluppato dalla « Règie Nationale des Usine Renault » e dalla « Compagnie Internationale pour l'Informatique (C.I.I.) » nell'intento di definire numericamente cur-

Fig. 5 - Rotazione di un pezzo di forma cubica attorno a tre assi di rotazione.

ve o superfici con una rete di punti appartenenti a queste curve o superfici, specialmente per la carrozzeria di automobile.
Il procedimento si presta, in effetti, alla rappresentazione – con una precisione compresa fra 10^{-4} o 10^{-5} – della forma di una curva o di una superficie così definite e permette, soprattutto, di modificarla a piacere dell'operatore nell'intento di soddisfare al massimo le esigenze dell'estetica.
Esiste un certo numero di articoli firmati dal nostro eccellente amico e collega, M. Bezier direttore della R.N.U.R. e Presidente per il 1970 del G.A.M.I. (Groupement pour l'Avancement de la Mècanique Industrielle) che descrivono in dettaglio il sistema UNISURF, alla realizzazione del quale egli ha portato un importante contributo.
Ci limiteremo, in ciò che segue, ad un semplice richiamo dei princìpi e delle possibilità di questo sistema, tratti da una pubblicazione diffusa dalla C.I.I.

Caratteristiche generali del sistema UNISURF

a) Eliminazione di tutti i calcoli preliminari, quindi possibilità di ottenere l'esecuzione di un tracciato del quale i dati sono fissati dal progettista.
b) Definizione, a mezzo degli stessi dati, di una curva sghemba e delle sue proiezioni.
c) Possibilità, per definire completamente una superficie qualunque, di ricorrere ad un calcolatore la cui memoria non ecceda 8 k parole di 16 bit.
e) Modificazione agevole della forma delle curve ottenute dal progettista, le curve essendo definite geometricamente e non algebricamente.
f) Scelta possibile, secondo il campo d'applicazioni considerato, tra una grande varietà di famiglie di curve.

Princìpi generali

Il calcolatore gioca il ruolo di un generatore di funzioni o di curve, permettendo di definire una grande varietà di curve rispondenti alle condizioni imposte ed ai limiti.
Lo stesso calcolatore può, a motivo della sua velocità di trattamento elevata, condurre simultaneamente parecchie macchine con le quali comunica tramite apparecchiature periferiche speciali.

Messa in opera del sistema UNISURF

I punti ottenuti sulla curva fondamentale (come dire sull'arco di curva sghemba che, con una trasformazione lineare genera la curva realmente considerata) nel numero di un centinaio al minimo e di mille al massimo, secondo la precisione da ottenere, sono memorizzati nel calcolatore dopo essere stati introdotti a mezzo di una banda perforata. Si dispone così di tutta una serie di curve dette « curve di base », che sono scelte in funzione del problema da risolvere.
Le istruzioni possono essere trasmesse in modo semi-automatico, sia in modo interamente automatico.
– Nel primo caso le coordinate dei quattro punti di base, che definiscono un arco di curva sono inscritte dall'operatore su di un registro di commutatori decimali(caso, per esempio, dello studio di un tracciato).
– Nel secondo, le istruzioni sono introdotte da un nastro perforato, esso stesso elaborato mediante un calcolatore (caso, per esempio, di una fresatura tri-dimensionale).
Quanto al calcolo delle coordinate dei punti della trasformata, esso viene eseguito dal calcolatore, che procede egualmente a interpolazioni lineari per la distinzione dei punti intermedi, ciò che implica l'utilizzazione di una certo numero di sotto-programmi.
In più dei programmi concernenti le trasformazioni classiche della geometria descrittiva, come traslazione, rotazione semplice, rotazione composta, prospettiva sovrapposta, prospettiva conica, intersezione o trasposizione di curve, si fa uso di programmi, che permettono d'effettuare lavori classici di carrozzeria: riquadratura anteriore della porta, intelaiatura di vetro, passaggio di ruota, taglio della forma d'assieme di una cassa, ecc.
Come si vede, il procedimento UNISURF è di una messa in opera facile, senza richiedere pertanto una potenza di calcolo elevata. La fig. 8 illustra la costituzione generale del sistema.

Le consolle di visualizzazione a schermo catodico

Le consolle di visualizzazione a tubi

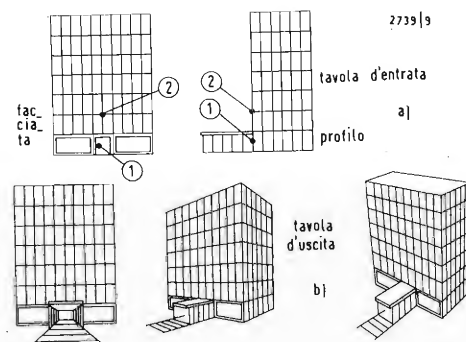
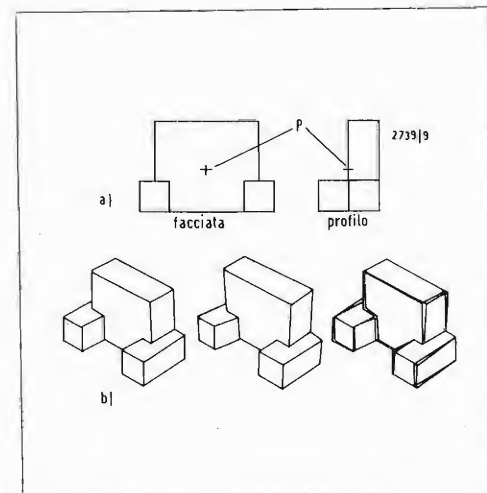



Fig. 6 - Qualche esempio di vista in prospettiva.

Fig. 7 - Esempi di vista stereoscopica: in (*a*) disegno della tavola d'entrata; in (*b*) disegno della tavola d'uscita, con la posizione « occhio destro » e « occhio sinistro » e la combinazione dei due.

catodici rappresentano, attualmente, la forma più evoluta nei mezzi messi a disposizione di un operatore umano per permettergli di comunicare con un sistema complesso che, — il più spesso — è un ordinatore, ma che può essere anche tutto un altro sistema trattante informazioni come quelle che si incontrano in certe installazioni industriali.

Vantaggio delle consolle di visualizzazione a tubo catodico

Le consolle di visualizzazione a tubo catodico hanno per scopo di facilitare lo sfruttamento dei sistemi complessi nei modi seguenti.
— Migliorando le prese di decisione, la comprensione e la coordinazione tra le diverse fasi di un processo.
— Aumentando il volume dei messaggi scambiati.
— Permettendo una percezione più rapida.
La loro versatilità d'utilizzazione può essere ragguardevole. Le consolle permettono, in effetti, di:
— Rappresentare caratteri alfabetici o alfanumerici, cifre decimali, simboli speciali, ecc.;
— rappresentare figure geometriche: linee o curve piane, superficie sghembe ecc.;
— modificare la rappresentazione in grandezza (cambio di scala) orientamento, posizione, intensità, colore.
Queste prestazioni sono rese possibili dall'impiego, in coniugazione con il tubo catodico ed i circuiti associati, di alcuni dispositivi particolari, come la *matita elettronica* che, puntata verso una zona determinata dello schermo, registra le coordinate del punto visualizzato e le introduce automaticamente come « dati » in un programma preliminarmente selezionato dall'operatore, in vista di ottenere tale o talaltra successione d'operazioni.
Nella stessa maniera, la matita elettronica potrà essere puntata verso una zona dello schermo di visualizzazione ove apparirà una lista di parole semplici fra le quali si sciegliera per ottenere un effetto ben determinato, per esempio cancellare, spostare, ingrandire, ridurre, aggiungere, ecc.
Un ordine essendo stato selezionato, la macchina indicherà chiaramente, prima di ogni esecuzione di questo ordine, quali sono le sue intenzioni, per esempio fa-

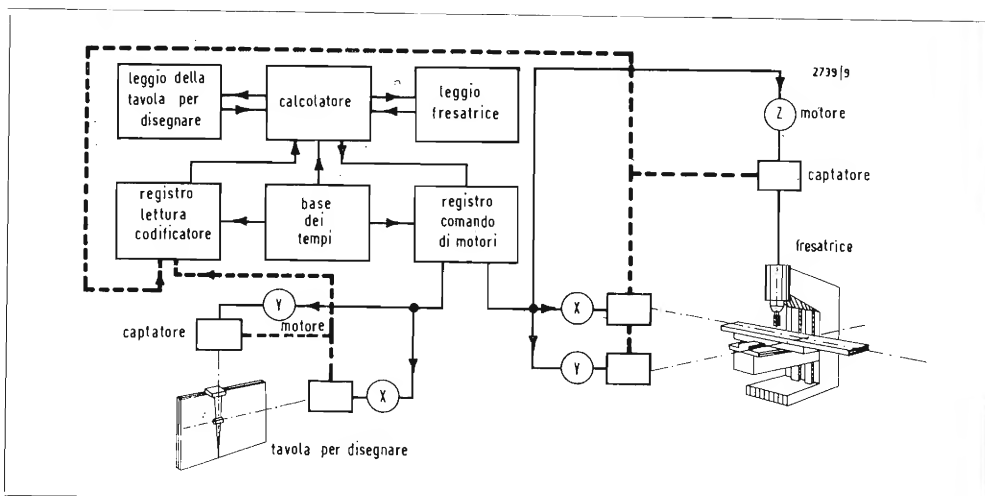



Fig. 8 - Disposizione generale del sistema UNISURF

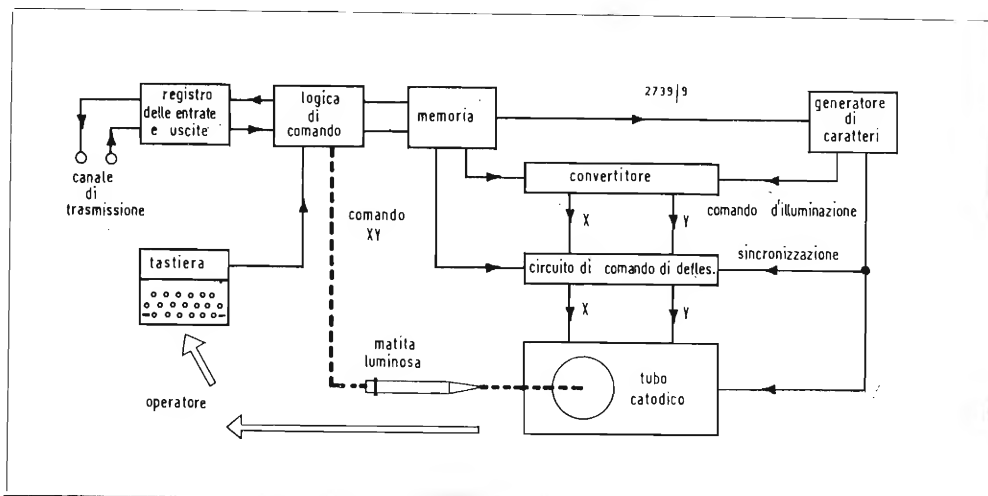
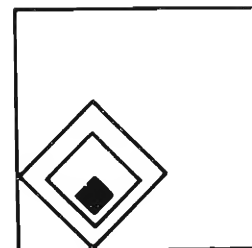
Fig. 9. Costituzione di una consolle di visualizzazione a schermo catodico

cendo scintillare la parola di comando scelta sino al momento in cui l'operatore disegna, con la sua matita elettronica, una parola come: eseguire.
Si comprende tutta la flessibilità che è possibile ottenere da un tale dialogo con l'ordinatore per la messa a punto di progetti tecnici.
È così che, nel « dominio dell'elettronica », l'ideazione assistita da ordinatori permetterà di procedere alle seguenti applicazioni: disegni completi di maschere per circuiti integrati, disegni di circuiti stampati, installazione dei componenti su di una carta per circuiti stampati, studio del comportamento dei circuiti di simulazione, aiuto alla realizzazione di una cartella di produzione, ecc.
In altri campi, la concezione assistita dall'ordinatore apporterà un aiuto prezioso, per esempio:
– nel comando numerico per creare automaticamente la banda-programma, che definisce una parte da costruire, ciò unicamente a partire dal disegno della parte preliminarmente rappresentato sullo schermo di visualizzazione;
– per lo studio dei progetti di carrozzeria o di fusoliere, o ancora per le necessità degli architetti, ottenendo una rappresentazione in prospettiva sovrapposta di vetture, di aerei, di complessi immobiliari dei quali si farà variare in modo continuo l'orientamento nello spazio e la distanza;
– in ricerche documentarie, per far apparire, con proiezione sullo schermo catodico, l'immagine di documenti preventivamente selezionati.

Tabella 1 - Possibilità di rappresentazioni grafiche con l'aiuto della tavola « GRAPHOMAT ».

Procedimento	Utensile per disegnare	Supporto del disegno
Disegno	Tracciatore a inchiostro	1 Cartone Carta per ricalco Strati da disegnare
	Tracciatore a sfera	2 Cartone Carta per ricalco
Incisione	Utensile per incidere conico	3 Strati da incidere vetro, metallo (con superficie ricoperta)
	Utensile per incidere a spigolo vivo	4 Strati da incidere vetro, metallo (con superficie ricoperta)
	Utensile per separare la pellicola dal collodio (U. per pellicolare)	5 Strati pellicolabili
Disegno ottico	Testa ottica per disegnare	6 Strato sensibile, vetro (con superficie fotosensibile)
Stampa	Stampatrice di simboli	7 Cartone Carta ricalco

Osservazioni (nell'ordine suesposto)
1. Larghezze della traccia da 0,18 a 1,4 mm. Disegno su fogli a (lamina) metallica per attacco chimico.
2. Larghezza di traccia di 0,3 mm circa.
3. Larghezze di traccia da 0,05 a 0,2 mm.
4. Larghezza di traccia da 0,3 a 1,0 mm. Impiego necessario di una testa per incidere a comando tangenziale.
5. Impiego necessario di una testa per incidere a comando tangenziale.
6. Larghezze di traccia da 0,05 a 6,5 mm, 48 simboli a scelta.
7. Stampa dei numeri a 8 cifre preselezionate.

Costituzione di una consolle di visualizzazione

Una consolle di visualizzazione comporta, di principio, gli elementi seguenti (fig. 9):
– un tubo catodico sul quale devono apparire i messaggi ricevuti dal sistema sorvegliato o trasmessi dall'operatore;
– una tastiera sulla quale l'operatore compone i suoi messaggi;
– alcuni circuiti destinati a comandare l'apparizione dei caratteri desiderati ai posti voluti dello schermo e con l'intensità luminosa richiesta, la parte principale essendo il generatore di caratteri;
– una memoria per la rigenerazione periodica dei caratteri rappresentati sullo schermo, la frequenza delle rigenerazioni successive dovendo permettere d'assicurare la persistenza delle impressioni retiniche senza le quali si ha scintillamento;
– una logica di comando incaricata specialmente di controllare la validità dei caratteri prima della rappresentazione, ma anche di trattare i segnali uscenti dalle matita elettronica in funzione del programma selezionato.

Si comprende come una tale consolle sia di realizzazione assai complessa. Così, il suo prezzo è ancora troppo elevato, particolarmente nei modelli che comportano una grande varietà di programmi.

Tuttavia, la elasticità d'impiego è tale da farne uno strumento estremamente prezioso per la condotta dei progetti tecnici, allo stadio di ideazione, ed è prevedibile che le sue applicazioni andranno sviluppandosi.

da Electronique et Microelectronique Industrielles Settembre 1971

Dalla scoperta delle leggi dell'armonia alla teorizzazione della formula di composizione musicale

(7ª parte)

di I. Graziotin

VI-Parallelismi di dissonanza di natura, di posizione, di velocità, di pressione - Il ritmo - La composizione eufonotecnica, monofonica e polifonica

1. Le unità organizzative dell'opera musicale

Nell'articolo precedente ho trattato dell'impostazione musicale, arrivando alla creazione tecnica di qualche inizio melodico d'esempio. Ora proseguirò esaminando la tecnica di creazione dei parallelismi che possono continuare l'impostazione, pervenendo, così alla creazione tecnica di qualche melodia di esempio.

Anzitutto, però, occorre esaminare succintamente su quali unità di struttura è è costruibile l'opera musicale. Per precisare il concetto dirò che questo ordine di unità è relativo a ogni quantità di materiale sonoro-musicale, vincolato da una struttura unitaria, che è oggetto dei vari esami tecnici. Si distinguono quattro differenti, nel grado e nelle caratteristiche, unità organizzative.

Alla base stanno i Fattori musicali o unità fisiche. Sono i suoni elementari o puri. Il termine di Fattore ha riferimento ad ogni arte.

Più Fattori o suoni strutturalmente fusi, sia in modo isocrono che in modo extracrono, determinano una Rappresentazione, la quale è unità rappresentativa fisica; non ha cioè alcuna finalità artistica in sè. Esempio un timbro o una impostazione melodica.

Più Rappresentazioni collegate in modo strutturalmente unitario formano un Ideogramma, che è unità determinativa cerebrale. Esempio un gioco complesso e completo di note.

Più Ideogrammi collegati in modo unitario e con tutti i termini della completezza espressiva, formano un Discorso o Opera musicale, che è una manifestazione completa dell'individuo, della vita come realtà di individui, della realtà come dinamica-geometria identica a quella degli individui.

La distinzione di queste unità di struttura è fondamentale per il proseguimento dello studio eufonotecnico.

2. La dissonanza di relazione finale, semifinale, intermedia

Occorre poi che esamini, allacciandomi a talune trattazioni degli articoli precedenti, ove ho toccato questo argomento, come il valore di dissonanza di relazione istantaneo abbia rilevante importanza nella strutturazione dei complessi unitari di materiale sonoro di cui ho pocanzi data determinazione.

Vale a dire che osservi che tanto più l'unità di struttura è di grado elevato, e così tanto più lungo è il silenzio, parziale o totale, che la separa dalle altre di stesso grado precedenti e seguenti, tanto più basso deve essere il valore della dissonanza di relazione finale dell'unità, cioè la sensazione di riposo, di concluso. Ecco perchè, ad esempio, le musiche finiscono colla nota fondamentale in quel momento vigente.

Si possono così distinguere in un brano completo musicale una dissonanza di relazione finale, più dissonanze di relazione semifinali e molte dissonanze di relazione intermedie.

3. L'impostazione e i parallelismi

La diversità tra la tecnica di calcolo dell'impostazione e la tecnica di calcolo dei parallelismi sta tutta nel fatto che l'impostazione viene creata senza che si debba tener calcolo di una precedente struttura musicale nei suoi diversi aspetti: consonanza, natura, posizione, velocità, pressione, mentre i parallelismi vengono creati proprio tenendo calcolo dell'impostazione nei suoi diversi aspetti. Per rendere l'idea grosso modo si potrebbe dire che l'impostazione è ottenuta per somma di determinati addendi elementari, mentre i parallelismi sono ottenuti per differenza rispetto agli elementi dell'impostazione. Difatti è tanto più perfetto il parallelismo quanto più esattamente i diagrammi di dissonanza, posizione, ecc., della seconda unità, si sovrappongono ai diagrammi idem dell'impostazione.

Appunto per questo le unità di struttura musicale che sono successive alle unità di impostazione, sono unità di parallelismo.

4. Distinzione tra i diversi tipi di parallelismo

Come si distinguono i diversi aspetti fondamentali dell'impostazione: consonanza, natura, posizione, velocità, pressione, qui si distinguono i diversi tipi di parallelismo e i Princìpi corrispondenti: Parallelismo di Dissonanza di Relazione e Principio di Parallelismo Maggiore di Dissonanza, Parallelismo di Natura e Principio di Parallelismo Maggiore di Natura, Parallelismo di Posizione e Principio di Parallelismo Maggiore di Posizione, e idem per la Velocità e la Pressione.

I Princìpi di Parallelismo Maggiore sono posti in Appendice.

5. I parallelismi di dissonanza

Sono la perfezione della ripetizione, in concreto materiale musicale, dell'andamento dissonanziale temporale dell'impostazione, ancora presente alla memoria. Non hanno molta importanza, se considerati isolatamente; pertanto posso passare oltre.

6. I parallelismi di natura

Sono la perfezione della ripetizione, in concreto materiale musicale, dell'andamento delle nature prime, espresse nelle proprie percentuali, nel tempo, proprie dell'impostazione ancora presente alla memoria.

Hanno grande importanza; occorre così che mi diffonda un po'.

Anzitutto riporto qui la tabella dell'inesattezza di parallelismo tra due note qualsiasi delle dodici del sistema dodecatemperato. E rimando all'Appendice per l'esame breve dei calcoli necessari per ottenere i valori della tabella (fig. 1). La tabella riportata è analoga a quella della dissonanza di relazione. Dà un valore vigente tra due note, indipendentemente dall'essere precedente una o l'altra, cioè una tabella a forma complessiva triangolare. Lungo i cateti sono i numeri delle note. Lungo l'ipotenusa sono i valori in cifre e diagrammi, che sono più semplicemente indicativi, delle ripetizioni della stessa nota. Nell'interno sono i valori e i diagrammi di ogni coppia di note diverse. In ciascun rettangolino il valore numerico indica il grado di inesattezza di parallelismo in centesimi. L'ordinata del piccolo diagramma è, sulla totale 100,

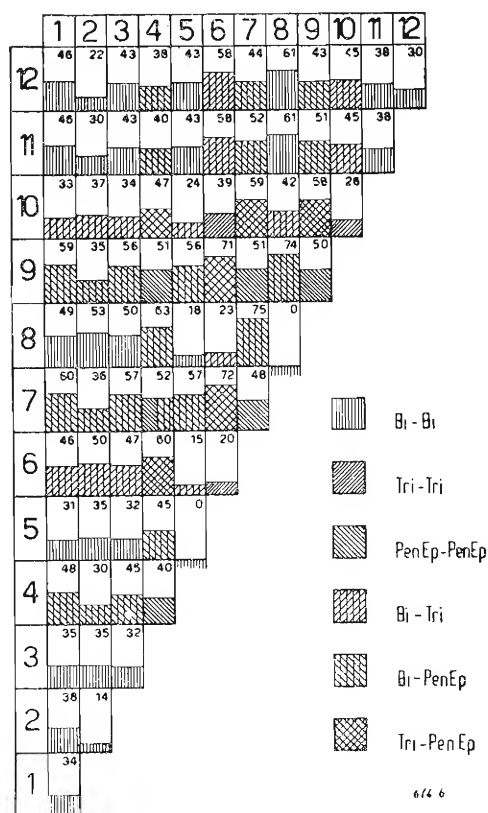
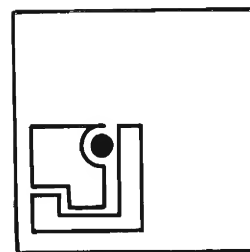



Fig. 1 - Tabella dei valori di inesattezza di parellelismo di natura prima tra le 12 note della adcitresima (ottava) temperata.

dello stesso valore. Il tratteggio, indica le nature maggiormente determinanti la sensazione di parallelismo.

Si suppone, naturalmente, l'impulso sempre unitario, altrimenti entrerebbe in gioco la Legge III o della Proporzionalità agli impulsi.

Per le applicazioni sarebbe necessario considerare uno sviluppo di tabelle e di diagrammi derivati, sempre dai qui riportati e dall'altro precedente materiale, maggiore di quanto sia possibile ora e in questa sede. Comunque, quanto esposto è la base, serve a rendere conto delle nuove vie battute e permetterà di arrivare alle esemplificazioni che saranno riportate poi.

7. I parallelismi di posizione

Sono la perfezione delle ripetizioni, in concreto materiale musicale, dell'andamento posizionale temporale proprio dell'impostazione, ancora presente alla memoria.
Questi parallelismi hanno molta importanza e sono di facile sviluppo di calcolo. Dato il disegno posizionale dell'impostazione si sovrappone il più esattamente possibile il disegno corrispondente e si considera la superficie esistente tra i due andamenti. Tanto più è estesa tale superficie tanto meno perfetto od esatto è il parallelismo di posizione.
Il pondo nelle somme per ottenere i valori medi è dato dagli impulsi.
La fig. 2 chiarisce il problema e il calcolo. Non è possibile qui considerare l'aspetto matematico complessivo del problema e del calcolo dei parallelismi, bensì ci si deve accontentare dei calcoli più evidenti, il che è pur sufficiente praticamente. Se si potesse disporre di apparecchiature elettroniche sarebbe conveniente, perchè più esatto e completo, il calcolo selettivo automatico su vasta scala. Ciò è compito per gli studiosi dell'avvenire.

8. I parallelismi di velocità

Sono la perfezione della ripetizione del diagramma della distribuzione dei monoimpulsi impostativi nel tempo.
Hanno notevole importanza in ragione anche di altri parallelismi che sono sovrapposti ad essi. Ne tratterò, pertanto, più avanti.

9. I parallelismi di pressione

Sono la perfezione della ripetizione del diagramma della pressione o forza delle note impostative.
Hanno eccezionale importanza e sono di facile sviluppo. Unitamente al parallelismo di dissonanza e a quelli di velocità determinano il ritmo dopo l'impostazione. Esaminerò questi tre tipi di parallelismo in sede di studio del ritmo.

10. Il ritmo

È la prima e la più saliente caratteristica della musica. Ritmare significa già comporre della musica.
Nell'impostazione il ritmo discende soprattutto dalla necessità di varietà e uguaglianza degli andamenti di pressione, di velocità, di dissonanza delle note.
Nel seguito del brano musicale il ritmo discende soprattutto dalle necessità dei parallelismi di pressione, di velocità, dissonanza, cioè dalle stesse necessità dell'impostazione, usando però la tecnica più appropriata.
Gli altri aspetti: natura e posizione, sono più proprii al problema complessivo musicale che al ritmo; cioè determinano il ritmo solo attraverso la definizione del complesso melodico.
Per tale ragione avvien talora, ad esempio, che siano ritmiche, con forte impulso, cioè pondo, note parallele per natura prima, ma poco facili per dissonanza, cioè poco consonanti, e, naturalmente, ben soddisfacenti. Sappiamo, difatti, dalla formula generale, che varie sono le vie di effettuazione della facilità unitaria maggiore. E la varietà, di cui ai denominatori della formula stessa, sta appunto nell'uso ora di una via, ora dell'altra.

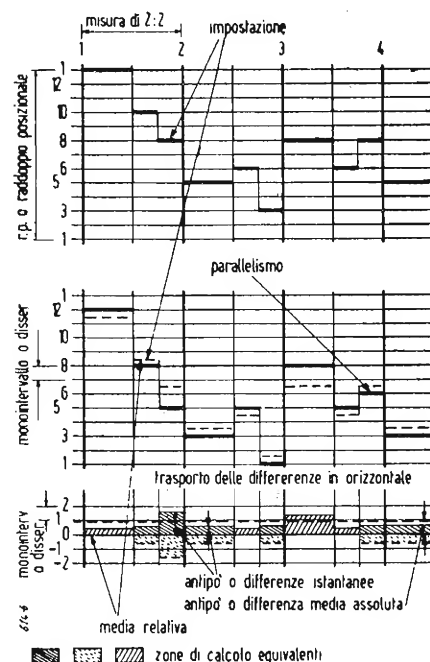



Fig. 2 - Calcolo di parallelismo di posizione. Dati l'impostazione e il parallelismo, si sovrappongono in modo che vi sia la minima differenza media, il cui valore è quello richiesto.

La fig. 3 illustra graficamente un caso semplicissimo di ritmo dopo l'impostazione.
Da questi studi e calcoli teorici, qui abbozzati, nascono, o possono nascere studi e calcoli specifici, sia di chiarificazione sui ritmi classici che di creazione di nuovi ritmi che sarebbero ugualmente piacevoli e che nel tempo sono richiesti in base, sempre, alla necessità di varietà.

11. Le formule della composizione dei parallelismi musicali

Per comporre i parallelismi musicali occorre tenere presente tutto quanto esposto trattando della composizione dell'impostazione in quanto ciascun parallelismo in sè, isolatamente considerato, solleva gli stessi problemi che sono proprii all'impostazione, che è appunto un complesso unitario e isolato di note.

Lo studio e il calcolo tecnico che qui sono sviluppati sono quelli determinati le relazioni intercorrenti tra il complesso di note studiato e il complesso di note che precede, considerato d'impostazione. Qui non sarà detto nulla dell'aspetto impostativo, già illustrato, nulla della fusione dei due aspetti, fusione facile, nè della loro discendenza di facile intuizione. Le formule che scaturiscono dall'esame del problema dei parallelismi sono in tutto analoghe a quelle relative all'impostazione in quanto simili condizioni stanno all'origine e paralleli sviluppi conducono ai risultati.
Mentre là si mostra il lavoro L di calcolo determinativo delle caratteristiche dell'individuo-musica mediante le scale in diseufonie, in percentuali di natura prima, e in unità di disserramento, di velocità e di pressione o forza delle note, qui si misura lo stesso lavoro, che in ultima analisi è quello della Formula Generale di Composizione, mediante i valori differenza tra le note dell'impostazione e le note del parallelismo usando scale di misura fondamentalmente uguali.
Così come là si misura il valore quantitativo delle variazioni V delle caratteristiche dell'individuo-musica, pure qui si misura lo stesso valore, sia pure con un tecnicismo e su tabelle diverse, usando pertanto il simbolo W.

I pondi K, tuttavia, dei corrispondenti addendi delle due formule hanno valore diverso. Difatti in quest'ultima relazione sono soprattutto importanti le unità di misura: antinà e antipò (parallelismi di natura e di posizione), perchè nei parallelismi lo sviluppo di calcolo melodico ha molta importanza, mentre ne ha meno il ritmo, essendo già stato determinato nell'impostazione. Solo eccezionalmente, difatti, si usa la variazione di andamento di pressione, essenziale nel ritmo.
Ecco pertanto, la formula:

$$\frac{K_{d1}L_{d1}/W_{d1} + K_{n1}L_{n1}/W_{n1} + K_{a1}L_{a1}/W_{a1}}{K_{d1} + K_{n1} + K_{a1} + K_{v1} + K_{p1}} + \frac{K_{v1}L_{v1}/W_{v1} + K_{p1}L_{p1}/W_{p1}}{K_{d1} + K_{n1} + K_{a1} + K_{v1} + K_{p1}} = minimo \qquad (1)$$

che esprime una media ponderata:
— ove i simboli K sono i pondi o coefficienti d'intervento relativi all'importanza degli addendi; pondi che per semplicità si possono anche considerare unitari, cioè si possono anche eliminare;
— ove i simboli L sono i valori del lavoro necessario per effettuare i calcoli;
— ove le W sono i valori medi della variazione per antiparallelismo, cioè inesattezza di sovrapposizione dei diagrammi;
— ove le d sono relative alla dissonanza di relazione;
— le n sono relative alla natura prima;
— le a sono relative all'altezza assoluta;
— le v alla velocità;
— le p alla pressione.
La suesposta formula considerando tutti i coefficienti unitari si riduce alla seguente:

$$\frac{1}{5}\left(\frac{L_{d1}}{W_{d1}} + \frac{L_{n1}}{W_{n1}} + \frac{L_{a1}}{W_{a1}} + \frac{L_{v1}}{W_{v1}} + \frac{L_{p1}}{W_{p1}}\right) = minimo \qquad (2)$$

che esprime una media aritmetica.

12. Il materiale di sviluppo applicativo utile alla creazione tecnica dei parallelismi melodici

Prima di affrontare la descrizione dell'operazione tecnica, applicativa delle leggi e dei procedimenti eufonotecnici illustrati brevemente in questi articoli di creazione o composizione dei parallelismi musicali, esamino molto rapidamente il materiale più importante che porta alla realizzazione di tale composizione dei parallelismi quasi in modo automatico, così che moltissimo sarà alleggerito il compito dell'esame della creazione o composizione vera e propria.
È stato preso in esame e come base di calcolo ogni polifono-permutazione di valore medio dissonanziale, poste tutte le note di impulso unitario, inferiore o uguale a 13 diseufonie.
Poi, in base a opportune tabelle applicative di esattezza dei parallelismi complessi, sono stati sviluppati tutti i polifoni paralleli sostituendo a ciascuna nota dell'impostazione le note parallele e sviluppando tutte le combinazioni possibili.
Ciascun polifono di parallelismo è stato determinato, con mezzi di calcolo semplici e rapidi, come andamento e valori di inesattezze di parallelismo di natura prima, di parallelismo di posizione e come altri andamenti. In nove grossi quaderni

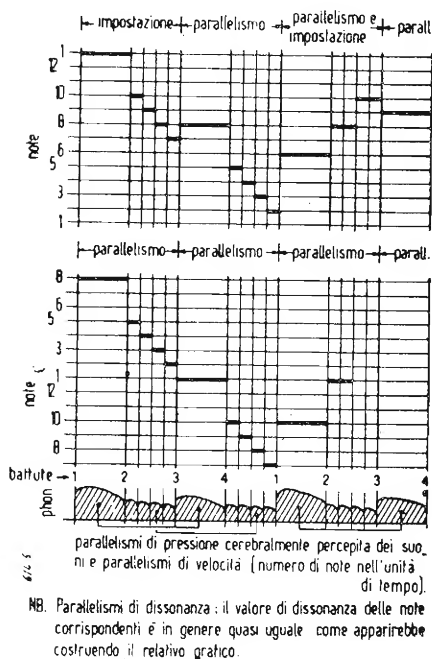
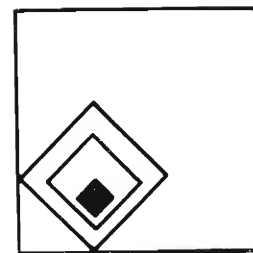



Fig. 3 - I parallelismi di pressione, di dissonanza, di velocità, il ritmo. Nell'esempio unitamente a questi parallelismi vigono altri non menzionati.

sono stati distribuiti questi sviluppi e calcoli in modo che fosse praticamente rapida la consultazione secondo le richieste specifiche.
Così i più soddisfacenti polifoni paralleli ad un determinato gruppo di impostazioni di esempio sono stati estratti dai quaderni e schedati in un raccoglitore suddividendo e raggruppando secondo il polifono d'impostazione, lo schema temporale-impulsivo, il numero di note nell'unità di tempo o velocità, secondo i valori di natura prima, secondo l'andamento della posizione e la dissonanza media.
Si è ottenuto, così, uno schedario di parallelismi analogo a quello delle impostazioni musicali, ristretto però ad una zona esemplificativa.
Innumerevoli sono i parallelismi scaturenti dalle impostazioni. Nell'avvenire occorrerà approfondire soprattutto l'applicazione dei mezzi di selezione. La miglior via per sviluppare questi studi consisterebbe nell'uso delle macchine elettroniche per selezionare su vastissima scala.
Comunque una prima selezione è già stata fatta ed è ben sufficiente per un numero enorme di applicazioni.

13. Creazione tecnica di parallelismi melodici come esempio applicativo per il completamento di un breve brano musicale

Predisposto così tutto, la creazione tecnica melodica dei parallelismi musicali, data una impostazione, si riduce a ben semplice atto, e quindi, il titolo predisposto, a questa breve trattazione risulta quasi privo di materiale. Non privo però di significato e di consistenza.
Ecco che così posso affermare, come già per l'impostazione, che creare o comporre una melodia facile e gradevole, che entri e martelli in testa, non passando rapidamente nell'oblio, significa semplicemente consultare gli schedari e i quaderni descritti e impiegare il materiale, ivi catalogato secondo la sua consistenza, in modo da soddisfare la richiesta specifica nel caso in elaborazione, il più perfettamente possibile.
Cioè in modo da soddisfare secondo il vero minimo la formula di composizione musicale generale. In modo che i dati dei parallelismi collimino ottimamente coi dati di collegamento colle altre parti dell'opera musicale.
E in modo che sia il più perfettamente possibile, rispettata la tecnica espressiva. Di quest'ultimo argomento tratterò in particolare prossimamente.
La fig. 4 rappresenta alcune schede del raccoglitore unite a formare un breve brano musicale melodico.
Dal problema monofonico o melodico, poi, si passa al problema polifonico relativo al timbro, all'accompagnamento, all'orchestrazione, sempre riferendosi ai parallelismi musicali, solo coll'uso appropriato, cioè razionale, tecnico, delle leggi, delle tabelle, dei calcoli del materiale monofonico.
Non è possibile addentrarsi in tali studi applicativi in questa sede. Nulla di teorico, di nuovo, di fondamentale, però, dovrebbe essere detto.
Certo questo è uno studio dell'avvenire, data la lentezza con cui sono comprese le parole degli innovatori: è una pietra di consistenza teorica che, unita ad altre realizzative, può dare, come darà a maturazione dei tempi consumata, consistenti sviluppi. E darà consistenti sviluppi lungo una certa direttiva: verso la Sintesi dei valori e delle nozioni umane.

Fig. 4 - Breve brano melodico composto eufonotecnicamente unendo, opportunamente scelte, alcune schede del raccoglitore generale.

APPENDICE PRIMA

14. Calcolo dei valori di esattezza di parallelismo di natura prima tra le dodici note della tredicesima (ottava) temperata

Si usa il grafico di fig. 5 che rappresenta in modo adatto allo scopo i valori percentuali di natura prima delle note secondo il raggruppamento in nature: Bi, Tri, PenEp, come da quanto precisato nel terzo articolo. La doppia natura di Pen e di Ep, è indicata dai due seguenti punti: il centro del disco per il valore di Pen, e l'estremo della linea orizzontale partente dal disco e opposto a questo per il valore di Ep. Sono trascurati i valori inferiori al 10%. Essi, però, sono ugualmente indicati nel caso che siano accoppiati nella doppia natura PenEp con valori superiori al 10. Non si considerano le ulteriori nature Ult perchè sono nature improprie, cioè sono l'impurità delle nature prime.
Si considerano, poi, tutte le coppie di note combinabili; le prime note: d'impostazione, le seconde: di parallelismo.
Come è stato fatto per calcolare i valori di dissonanza di relazione.
Per ciascuna coppia di note si sviluppano i seguenti calcoli. Procedo con un esempio applicativo.
Nota d'impostazione: 3; nota di parallelismo: 10.
Possibili combinazioni tra le nature: Bi-Bi, Tri-Tri PenEp-PenEp, Bi-Tri, Bi-Pen-Ep, Tri-Pen-Ep.
Per ciascuna combinazione di nature si deve effettuare la somma del valore differenza assoluta tra le percentuali delle due nature interessate più i valori positivi delle nature non presenti nella suddetta differenza, togliendo però a ciascun valore positivo l'aliquota 10% in quanto relativa alla zona non considerata per troppo bassa quantità.
Occorre osservare, poi, che una stessa combinazione ha due disposizioni diverse. Ad esempio la combinazione Bi-Tri ha le due disposizioni Bi-Tri e Tri-Bi.
Cioè si hanno due coppie di valori:
3 Bi = 44 e 10 Tri = 49. Differenza 5.
3 Tri = 22 e 10 Bi = 23. Differenza 1.
Naturalmente va considerata sempre la coppia di valori più alti perchè l'interpretazione di natura in tale disposizione è più afferrabile cerebralmente.
Di tutte le somme risultanti si considera solo la somma più bassa perchè è quella di interpretazione di parallelismo di natura più perfetto, cioè con minore differenza tra le nature parallele e di minore

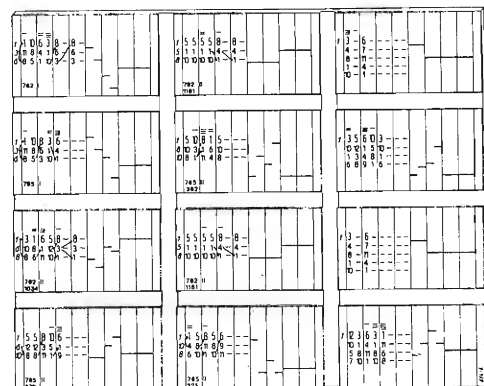
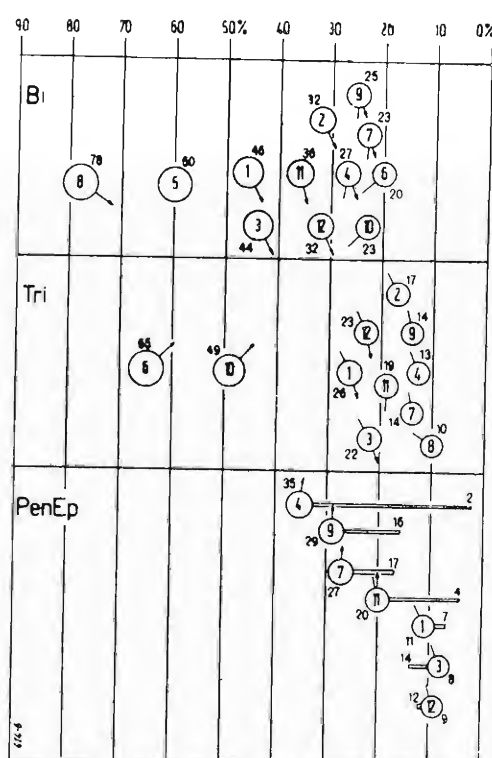



Fig. 5 - Grafico delle nature prime e relative percentuali utile per i calcoli dei valori di esattezza di parallelismo di natura. Nei cerchietti sono le note, fuori i valori percentuali di natura prima.

zavorra di nature disturbanti, cioè estranee a quelle parallele.
Ecco sviluppati i suddetti calcoli.

Bi-Bi	21 + 12 + 39 + 4 = 76
Tri-Tri	27 + 34 + 13 + 4 = 78
PenEp-PenEp	
Bi-Tri	5 + 13 + 12 + 4 = 34 minimo
Bi-PenEp	15 + 34 + 12 + 39 + 4 = 104
Tri-PenEp	41 + 34 + 13 + 12 + 4 = 104

Sviluppati, così, tutti i calcoli per tutte le coppie di note, si arriva a compilare la tabella dei valori di inesattezza dei parallelismi di natura prima tra le dodici note della tredicesima temperata, riportata in fig. 1.

APPENDICE SECONDA
15. Principi di parallelismo maggiore di dissonanza, di natura, di posizione, di velocità, di pressione

15.1. *Premessa generale*
Anzitutto valgono le Premesse dei Principi analoghi considerati negli studi circa la impostazione musicale e cioè la Premessa al Principio di Consonanza Maggiore per il Principio di Parallelismo di Dissonanza, la Premessa al Principio di Asserramento Maggiore per il Principio di Parallelismo di Posizione, la premessa al Principio di Leggerezza Maggiore per il Principio di Parallelismo di Pressione. Il Principio di Omogeneità Maggiore non ha il suo corrispettivo. Così i Princìpi dei Parallelismi Maggiori di Natura e di Velocità. Ovvero non sono stati formulati i corrispondenti Princìpi perchè, anche se concettualmente determinabili, non sono affatto necessari nei calcoli.
Poi vale, per tutti i Principi di Parallelismo Maggiore, la Premessa al Principio di Semplicità o Facilità Maggiore.
Valgono, quindi, circa i cicli cerebrali effettuanti i calcoli di parallelismo in genere, le considerazioni seguenti.
I calcoli riportati nel testo e nelle Appendici del presente articolo rendono comprensibile il meccanismo dei cicli di calcolo circa i parallelismi di ogni tipo.
Il consumarsi di detti calcoli di parallelismo corrisponde alla coscienza dell'individuo che ascolta o ricorda il complesso di suoni, a una sensazione di uguaglianza-varietà alla quale non è ancora stato dato un nome, proprio perchè l'uomo non si è reso ancora cosciente chiaramente della differenza tra tale sensazione e le analoghe, cioè perchè l'uomo ancora confonde tutte queste simili sensazioni, qualificandole con pochissimi vaghi termini quali consonanza, uguaglianza.
L'indagine teorica qui apre nello stesso tempo la via alla distinzione cosciente come alla distinzione terminologica.

15.2. *Cause*
L'uomo considera i Princìpi di Parallelismo Maggiore perchè obbedisce alla Legge dell'Egoismo ovvero vuol sviluppare nel tempo il disegno musicale estrinsecando il minimo possibile sforzo, ovvero lavoro di registrazione e calcolo.

15.3. *Definizione*
L'uomo preferisce sviluppare i diagrammi musicali delle frequenze, delle intensità e delle durate dei suoni nel modo più semplice possibile, compatibilmente colle esigenze di varietà, cioè riprodurre, col più possibile simile andamento i diagrammi precedenti.

(continua)

Radiostereofonia in MF

Parte V - Circuiti di decodificatori multiplex

A. Nicolich

Il decodificatore multiplex è certamente l'organo di maggior interesse del radioricevitore stereo MF. Il decodificatore è un blocco situato tra il discriminatore MF, o rivelatore a rapporto e l'amplificatore stereo di audio frequenza (si ricordi la fig. 20 a pag. 230 del N. 6/1971).

Per illustrare il funzionamento di questi circuiti conviene ricorrere agli schemi di apparecchi del commercio (estero); è chiaro che non è possibile descriverli tutti, quindi la scelta cadrà su qualcuno tra i più tipici ricordando che i principi sui quali si fondano sono comuni a tutti i circuiti similari.

Ci sono due tipi fondamentali di decodificatori stereo: 1°) *il circuito a matrice*, assai noto ed il primo apparso in ordine di tempo; l'appellativo ora introdotto non è appropriato come si vedrà più avanti; 2°) *il circuito rivelatore d'inviluppo o commutatore a divisione di tempo* è il più comune; nel seguito lo chiameremo circuito a *divisione di tempo.*

Si tenga presente che entrambi i tipi di decodificatori ora menzionato sono perfettamente in grado di ripristinare i canali destro e sinistro di una trasmissione stereofonica, quando siano ben progettati. Dal confronto dei due tipi fondamentali di decodificatori è risultato che il tipo a divisione di tempo è più economico e meno critico da tarare rispetto al circuito a matrice; per contro, quest'ultimo è più adatto ad invertire il processo con il quale viene ottenuto il segnale stereo composto in trasmissione, pertanto il suo funzionamento è più facile da spiegare. È questa la ragione per la quale, qui sotto, inizieremo col descrivere uno dei primi circuiti decodificatori a matrice, anche se ha perso importanza difronte ai circuiti a divisione di tempo assai più diffusi. La fig. 39 è uno schema a blocchi di un adattatore multiplex a matrice.

Funzionamento del decodificatore a matrice

Il segnale applicato al terminale MPX (muliplex) di entrata in fig. 39 contiene l'informazione $S + D$ e $S - D$, come bande laterali della subportante e la portante pilota a 19 kHz.

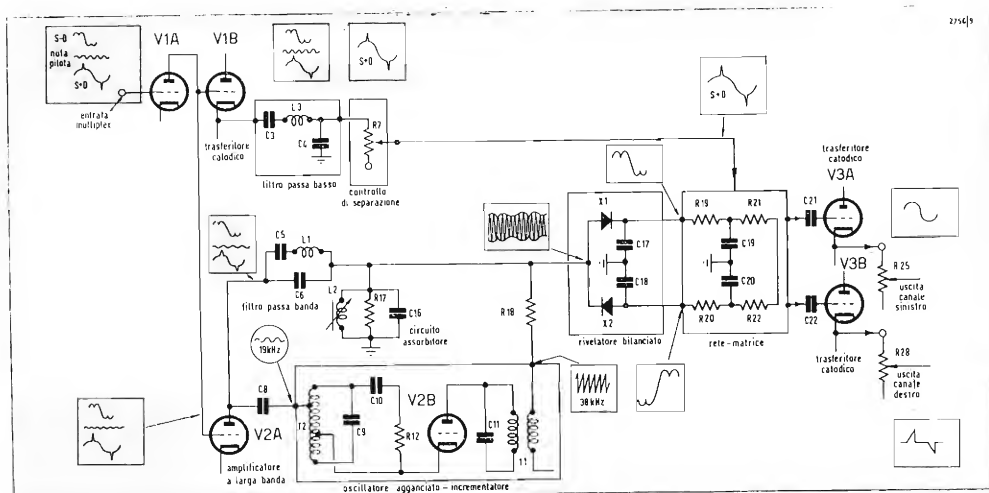
Il tubo V_{1A} è un amplificatore a larga banda, che amplifica uniformemente tutte le frequenze contenute nel segnale composto, per compensare tutte le perdite. Esso però non può compensare l'attenuazione in funzione della frequenza o gli sfasamenti che abbiano già avuto luogo nel sintonizzatore MF o negli stadi del ricevitore precedenti l'adattatore. Il tubo V_{1B} è uno stadio a trasferimento a catodico adattatore d'impedenza. L'induttanza L_3 e il condensatore C_4 funzionano da filtro passa basso, che trasmette solo il segnale $S + D$ (50 ÷ 15.000 Hz). In fig. 40 è riportata la caratteristica in funzione della frequenza di detto filtro; non occorre che abbia una pendenza particolarmente ripida; infatti, un filtro L/C ha al massimo una pendenza intorno a 12 dB/ottava. Per mezzo del controllo di separazione (montato sul pannello frontale dell'apparecchio), si può regolare all'uscita del filtro passa-basso il segnale $S + D$ al livello conveniente per l'inserzione nella rete a matrice. L'uscita di V_{1A} è anche applicata alla griglia di V_{2A}, altro amplificatore a larga banda. Dal tubo V_{2A} passano solo le componenti della banda laterale $S - D$, attraverso il filtro passa-banda formato da C_5, C_6 e L_1 e il circuito accordato C_{16}, L_2. Questa combinazione è nota come un filtro m-derivato. Oltre alla banda passante limitata fra gli estremi desiderati (in questo caso 23 e 53 kHz), c'è la frequenza 67 kHz, alla quale si verifica un forte grado di attenuazione o di reiezione. La risposta di questo filtro a cinque elementi è indicata in fig. 41. Una forte attenuazione è necessaria per escludere i segnali di musica di sottofondo, che la radiotrasmittente emette mentre irradia il programma stereo.

Oscillatore e reinserzione

L'uscita di V_{2A} è pure applicata attraverso C_8 ad un oscillatore sincronizzato costituito da V_{2B}. Per la sua frequenza di risonanza propria e per il suo alto Q, V_{2B} è agganciato solo dalla componente a 19 kHz del segnale composito. Il circuito anodico di V_{2B} è accordato a 38 kHz a scopo di duplicazione della frequenza. La tensione di uscita a 38 kHz del duplicatore viene poi applicata, attraverso il trasformatore T_1 e la resistenza R_{18} al carico R_{17}, dove le componenti della banda laterale della subportante sono presenti. È in questo punto nodo che avviene la *reinserzione della portante.* Se si applicasse un oscillografo in questo punto, si vedrebbe una forma d'onda modulata in ampiezza molto convenzionale, come è schizzato in fig. 39. Si rivela, o demodula, poi questo inviluppo di modulazione in ampiezza, mediante i diodi rivelatori X_1 e X_2. Poichè essi sono connessi con polarità opposte, ai capi di C_{17} appare il segnale $S - D$ e ai capi di C_{18} appare il segnale $-(S - D)$, ossia $D - S$.

Circuiti a matrice

R_{19}, R_{21} e C_{19} formano una matrice (o circuito sommatore) ed una rete di

Fig. 39. Schema a blocchi dell'adattatore HEAT AC-11.

deaccentuazione per il canale sinistro. Si noti che fino a questo punto, nessuna componente del segnale è stata assoggettata a deaccentuazione, poichè l'intero segnale è stato prelevato nel sintonizzatore o ricevitore prima di qualsiasi rete di deaccentuazione. Per il canale destro, R_{20}, R_{22} e C_{20} fanno le stesse funzioni di R_{19}, R_{21} e C_{19}.

Supponiamo che il segnale originale *S* fosse sinoidale e che il segnale originale *D* fosse una serie di guizzi (v. fig. 42). La matrice, o sommatore resistivo, ricombina i segnali $S - D$ e $D - S$ con il segnale $S + D$, come segue. Se $S + D$ si somma a $S - D$ come in fig. 43*a*), la risultante istantanea è $2S$. Le punte, o parte *D*, cooperano per ricostituire l'onda, sinoidale originale del canale sinistro. Questo segnale viene applicato dall'uscita della matrice, attraverso C_{21}, alla griglia del tubo V_{3B}.

Se $S + D$ si somma a $D - S$ (il che equivale a dire che $S - D$ si sottrae a $S + D$), come indicato in fig. 43*b*), la risultante è $2D$. Le onde sinoidali, ossia le parti *S* del segnale, ora si elidono a vicenda, mentre la somma istantanea delle punte agisce nel senso di produrre $2D$. Il segnale di uscita di questo lato della rete matrice viene applicata, attraverso C_{22}, al tubo V_{3A}.

Uscita

V_3 è uno stadio doppio trasferitore catodico, che fornisce una bassa impedenza di uscita. In tal modo, si evitano perdite eccessive di segnale, o ronzio indotto, quando l'adattatore viene collegato all'amplificatore stereo (o a una coppia di amplificatori monofonici) attraverso lunghi cavetti schermati. I potenziometri R_{25} e R_{28} nei circuiti catodici di V_{3A} e V_{3B} sono i regolatori dei livelli di uscita dei canali sinistro e destro rispettivamente.

Controllo di separazione

Analizziamo ora in dettaglio il controllo di separazione dei canali, già brevemente accennato sopra (discussione della sezione $S + D$ dello schema a blocchi). Ciò sarà di aiuto alla comprensione generale del funzionamento dell'adattatore. Inoltre, il controllo della separazione dei canali sarà incontrato ad ogni piè sospinto esaminando i circuiti tipici del commercio dei sistemi a matrici.

In teoria, se le ampiezze disponibili del segnale $S + D$ e del segnale della banda laterale $S - D$ fossero esattamente uguali e se i rendimenti di rivelazione dei diodi demodulatori fossero il 100%, non sarebbe necessario un controllo $S + D$ di « separazione » o « dimensione ». I segnali ricostituiti $S - D$ e $-S + D$ avrebbero ciascuno uguale ampiezza del segnale originale $S - D$ generato in trasmissione mediante matrice; tale originale $S - D$ aveva appunto l'ampiezza sufficiente (rispetto a $S + D$) a produrre $2S$ e $2D$ mediante rimatriciazione.

Tali condizioni ideali non si verificano, come si è constatato in principio (v. figure 27 e 28). In primo luogo, il rivelatore MF raramente restituisce un valore del segnale della banda laterale $S - D$, pari a quello del segnale audio $S + D$, a motivo delle maggiori perdite dovute alle frequenze più alte, ultrasoniche. Inoltre, il semplice processo di demodulazione a diodo descritto nello schema a blocchi di fig. 39 non può avere il rendimento di rivelazione del 100%. Cioè, se la modulazione dell'onda inviluppo ha l'ampiezza 1 V_{pp}, la tensione audio rivelata all'uscita del diodo (dopo il filtraggio del segnale residuo a 38 kHz) è alquanto minore di 1 V_{pp}. Il rendimento preciso di rettificazione dipende dall'ampiezza del segnale applicato e dal rapporto fra l'impedenza di carico diodo e la sua resistenza interna; è noto che il rendimento è maggiore per i segnali intensi e minori per i piccoli segnali.

Per queste ragioni, l'ampiezza del segnale $S + D$ deve essere regolata separatamente, in modo che il rapporto della sua ampiezza a quella delle bande laterali $S - D$ sia esattamente uguale a quello adottato in trasmissione. Questo è l'unico modo in cui l'azione della matrice può mantenere puri i segnali *S* e *D*.

Ma che cosa accadrebbe se le ampiezze di $S - D$ e $S + D$ non fossero esattamente uguali a quello che erano prima della matrizzazione? Supponiamo per esempio, di sommare e sottrarre 0,5 ($S - D$) a $S + D$ nella normale rete a matrice (in altri termini: il segnale $S - D$ elaborato nella matrice è insufficiente per ricavare all'uscita i puri segnali *S* e *D*). La somma algebrica della matrizzazione è:

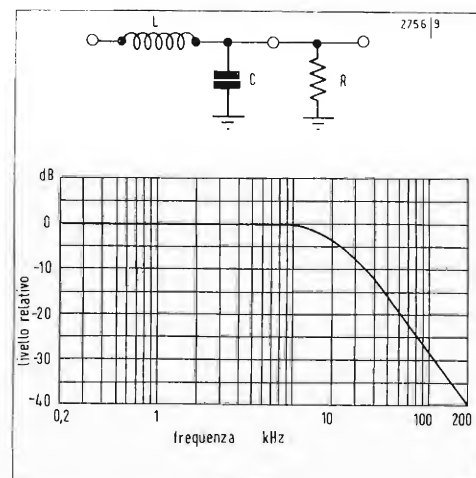



Fig. 40 - Curva del filtro passa basso.

Fig. 41 - Risposta del filtro passa banda.

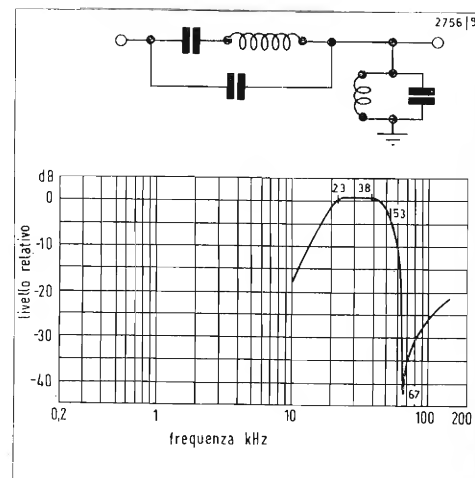
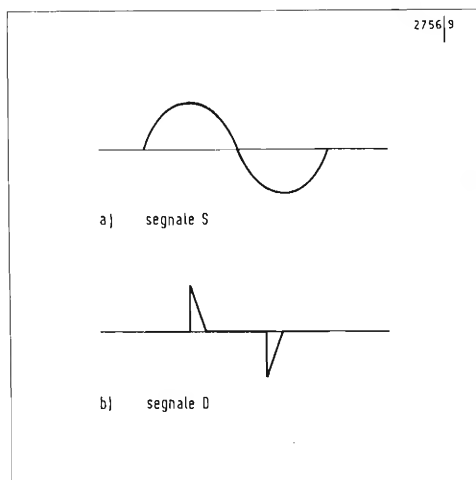
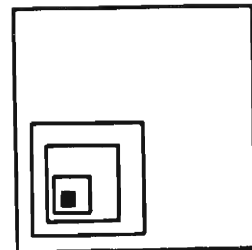



Fig. 42 - Segnali originali *S* e *D*.

$$S + D + 0{,}5(S - D) = 1{,}5S + 0{,}5D$$
$$S + D - 0{,}5(S - D) = 0{,}5S + 1{,}5D$$

Allora, il segnale *S* che doveva essere puro (cioè solo *S*) contiene anche circa 0,5/1,5 = 1/3 del segnale *D*, e il cosiddetto segnale puro *D* contiene la stessa quantità di segnale residuo *S*. Ciò equivale a dire che la massima separazione è solo 10 dB.

Regolatore di miscelazione

Molti amplificatori stereo comprendono un regolatore di miscelazione, che di proposito abilita l'utente a ridurre la separazione stereo mescolando un poco di segnale sinistro in quello destro e viceversa. Un simile regolatore presenta dei vantaggi, specialmente quando si ascoltano registrazioni con effetto stereo esagerato, che risulta talvolta assai disgustoso. Il controllo di miscelazione ritorna utile anche quando gli altoparlanti devono essere disposti molto distanziati nell'ambiente di ascolto, (spesso per motivi estetici di arredamento). In ogni caso, disponendo il regolatore di separazione in un adattatore multiplex, per cui si applica un segnale $S + D$ più forte di $S - D$ alla rete matrice, si ha lo stesso effetto di un regolatore di miscelazione disposto fra il funzionamento completamente stereo e quello puramente monofonico. Supponiamo ora che il contributo di $S + D$ alla matrice sia minore di quello $S - D$ e $D - S$. Esaminiamo i risultati algebrici in questa situazione:

$$0{,}5(S + D) + S - D = 1{,}5S - 0{,}5D$$
$$0{,}5(S + D) - (S - D) = - 0{,}5S + 1{,}5D$$

Questo risultato è alquanto fuori dell'ordinario, perciò i segnali ricavati devono essere esaminati attentamente. Il cosiddetto segnale *S* contiene di nuovo un terzo di *D*, ma questa componente di *D* è sfasata rispetto al *D* proveniente dall'altoparlante opposto. Analogamente, il segnale *D* contiene un terzo di *S*, ma anche questa quantità residua è sfasata rispetto al rimanente del segnale *S* proveniente dal rispettivo altoparlante. L'effetto auditivo, se non viene spinto all'estremo, è di incentivare o intensificare l'effetto stereo, o di far sembrare la separazione più grande di quanto era nella registrazione originale. Per tentare di giustificare tale effetto apparentemente impossibile, conviene considerare anzitutto ciò che avviene nello studio di registrazione. Si sono impiegati due microfoni per registrare i due canali. Il microfono sinistro, mentre rileva sostanzialmente il lato sinistro dell'orchestra, percepisce anche qualcosa del lato destro. È questa presa complessiva musicale, che abbiamo finora chiamato segnale « sinistro solo », volendo dire che esso è il segnale totale registrato dal microfono sinistro, tuttavia esso può contenere alcuni suoni, per quanto attenuati, provenienti da tutte le altre direzioni. Supponiamo ora che in riproduzione si sommi un suono « destro negativo » (di modesta entità) al segnale « solo sinistro », che già contiene un piccolo segnale residuo destro positivo generatosi al momento della ripresa originale. Ne consegue che qualsiasi quantità di segnale destro, che era stato captato dal microfono « solo sinistro », viene ora cancellato. Il risultato in teoria sarebbe (e lo si dimostra auditivamente) un ulteriore purificazione, o un più completo isolamento, del segnale solo sinistro. Naturalmente, la stessa cosa vale per l'altro canale.

Tutto questo discorso ha un solo scopo. Alcuni fabbricanti affermano che i loro controlli di separazione possono regolare da una riproduzione totalmente monofonica (quando nella matrice si forma la sola somma $S + D$) ad un effetto stereo esaltato (quando nella matrice si somma più $S - D$ che $S + D$). Questa affermazione, se correttamente interpretata, è vera. Naturalmente, se non si sommasse $S + D$, si ascolterebbe $S - D$ da un altoparlante e $-(S - D)$ dall'altro altoparlante. Questa condizione equivarrebbe ad una specie di audizione monofonica e con gli altoparlanti in opposizione di fase. Allora, non vi venga l'idea che disponendo il controllo di separazione all'estremo opposto, potreste ottenere una separazione infinita, perchè ciò non può accadere.

Funzionamento dei circuiti a divisione di tempo

Prima di analizzare stadio per stadio i circuiti specifici, conviene esaminare l'applicazione della distribuzione del tempo alla decodificazione stereo. Uno schema a blocchi semplificato è dato in fig. 44. Accenniamo dapprima rapidamente alle prime parti note del circuito. Come sempre il primo stadio amplificatore incrementa

Fig. 43 - Derivazione dei segnali dei canali *S* e *D*.

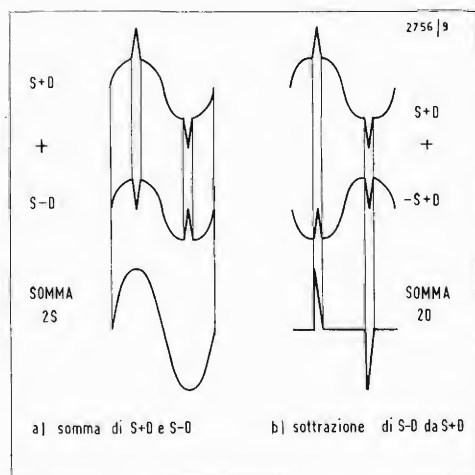
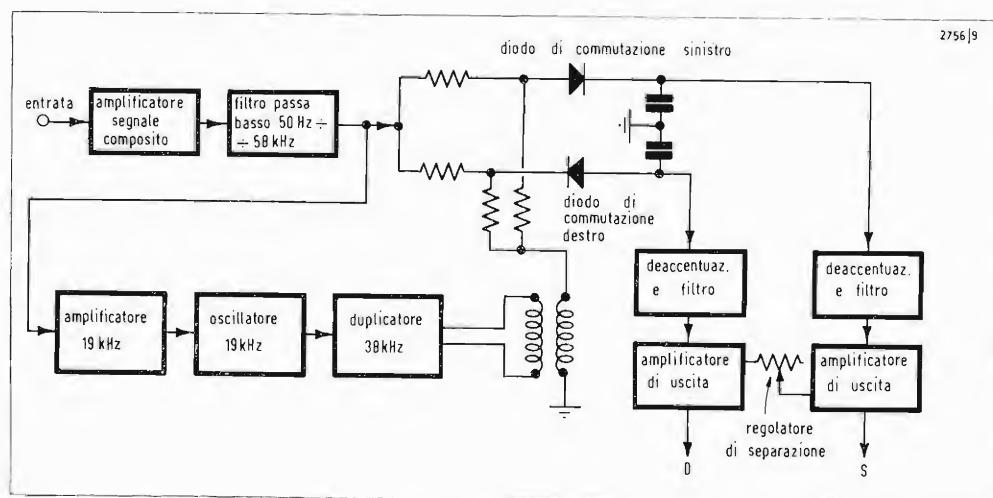



Fig. 44 - Schema a blocchi del decodificatore a divisione di tempo.

Fig. 45 - Segnale « solo sinistro ».

il livello dell'intero segnale composito. Si impiegano un amplificatore a 19 kHz, un oscillatore, un duplicatore a 38 kHz, tutti con le stesse funzioni già descritte. Però il segnale risultante a 38 kHz *non* viene usato per la reinserzione della portante, come invece si faceva prima. Il segnale composito amplificato, invece di venire spezzato nelle componenti $S - D$ e $S + D$ delle bande laterali della subportante, viene passato completo attraverso un filtro passa basso avente la frequenza di taglio di 53 kHz. Il segnale osservato all'uscita del filtro è perciò il segnale totale composito come presentato in precedenza negli oscillogrammi delle figure 8 e 9, o se si trascura la componente pilota a 19 kHz, come negli oscillogrammi delle figure 5 e 6.

Per lo scopo qui prefisso, è utile rappresentare un segnale composito (senza la nota pilota a 19 kHz), in cui la frequenza di modulazione del segnale solo sinistro è anche più alta di quella presentata nella fig. 6 o nella fig. 9. Tale segnale solo sinistro è rappresentato in fig. 45 (l'assenza della pilota 19 kHz non influisce sull'attuale discussione).

Rivelazione

Il segnale composto viene applicato a ciascuno dei diodi rivelatori (polarizzati in sensi opposti uno rispetto all'altro) se a questi diodi non sono applicate altre tensioni, l'uscita dal diodo segnato *S* è costituita dagli impulsi positivi rettificati semionda, come indicato in fig. 46 e non l'onda sinoidale, che sappiamo essere il segnale originale solo sinistro. Riguardo al diodo *D*, la sua uscita è costituita dagli impulsi rettificati semionda, ma in senso negativo, mentre di fatto il diodo *D* non dovrebbe produrre un segnale di uscita, poichè abbiamo supposto di aver a che fare con un segnale solo sinistro.

Riferendoci alla fig. 44, si vede che oltre al segnale composto, i due diodi sono alimentati anche da una tensione polarizzante o di commutazione alla velocità di ripetizione 38 kHz. La fase del segnale a 38 kHz è esattamente regolata in modo da coincidere con la corretta commutazione sblocco-blocco periodica di ciascun diodo, cosicchè il diodo sinistro conduce solo quando è presente un segnale sinistro, mentre il diodo destro conduce solo quando è presente un segnale destro.

Il segnale solo sinistro di fig. 45 è ridisegnato in fig. 47, direttamente sotto di esso, la tensione di commutazione a 38 kHz è pure rappresentata. I diodi sono polarizzati in modo che quando viene applicata una tensione positiva alla giunzione dei due diodi, solo il diodo *S* sinistro conduce, mentre quando viene applicata una tensione negativa, conduce solo il diodo *D* destro. Confrontando la forma d'onda del segnale composito con l'onda di tensione di commutazione a 38 kHz, si può vedere che quando è presente l'impulso di segnale *S*, è presente anche la frequenza 38 kHz di polarità tale da provocare la conduzione del diodo *S*. Ciò è vero anche quando i picchi del segnale composito *S* divengono negativi (nella seconda metà del ciclo dell'onda sinoidale audio), perchè in tali istanti la tensione positiva di commutazione a 38 kHz è ancora positiva e con ampiezza maggiore dell'ampiezza negativa del segnale composito stesso. Allora la polarizzazione netta risultante è sempre positiva, per ciò che riguarda il diodo *S*, pertanto questo è conduttivo. Prima di qualsiasi successivo filtraggio, il segnale all'uscita del diodo *S* apparirebbe come in fig. 47. Dopo il filtraggio (esattamente come nella rivelazione RF), le componenti a 38 kHz vengono eliminate e viene tracciata in uscita un'unica onda sinoidale, che è naturalmente, il segnale originale « solo sinistro ».

Per completare il quadro, consideriamo che il diodo destro è stato trascurato per tutto questo tempo. Si ricordi che il diodo *D* è in condizioni di condurre quando il

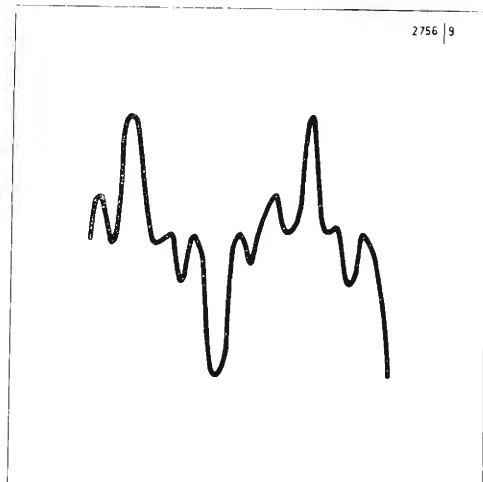
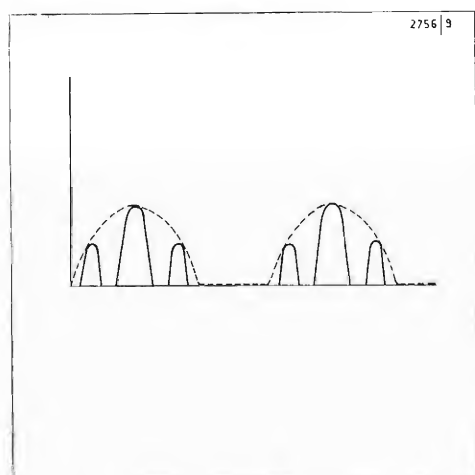
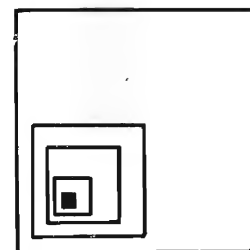



Fig. 46 - Risultati ottenuti dal diodo rivelatore del segnale *S*.

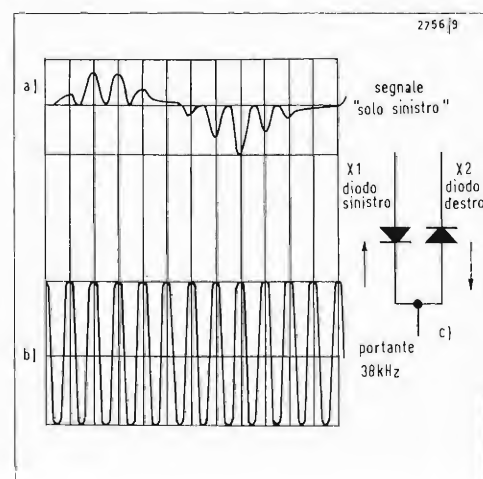



Fig. 47 - *a*) segnale « solo sinistro »; *b*) onda di commutazione; *c*) diodi rivelatori.

punto comune dei due diodi è *negativo.* Osservando di nuovo la fig. 47, si vede che ogni volta che il diodo *D* è negativo, non è presente la modulazione del segnale composito. Perciò la conduzione netta è dovuta alla tensione di commutazione negativa a 38 kHz; questa tensione viene filtrata ed eliminata dopo la rivelazione, esattamente come avviene per il diodo S. Conclusione: mentre all'uscita del diodo *D* si stabilisce un livello medio c.c., non è ivi presente alcuna tensione c.a. o di segnale. Questo è giusto naturalmente, perchè così deve essere, dato che con un segnale puramente sinistro, non può aversi alcun segnale destro in uscita.

Bisogna ancora spiegare due punti fondamentali per la comprensione di questa tecnica. Se avessimo considerato un segnale solo destro, i picchi del segnale composto sarebbero stati spostati in fase di 180°; 2°) allora, poichè la fase dell'onda a 38 kHz rimane costante, il diodo *D* sarebbe stato portato a condurre quando sono presenti i picchi del segnale e si sarebbe raccolto un segnale solo destro, mentre l'uscita del canale sinistro non avrebbe presentato alcun segnale alternativo.

I due diodi rivelatori possono allora essere polarizzati nella stessa direzione e puramente alimentati da due segnali a 38 kHz uguali, ma in opposizione di fase. In questo modo, i diodi vengono alternativamente sbloccati e bloccati, nella giusta sequenza per rivelare i picchi del segnale sinistro o destro, secondo la loro successione.

La completa comprensione del metodo di modulazione ora esposto è necessaria per l'analisi obiettiva dei vari circuiti usati nei ricevitori MF stereo del commercio. A questo scopo, insistiamo affinchè il lettore riesamini la fig. 47 e la relativa spiegazione, finchè il processo di demodulazione stereo gli risulti perfettamente chiaro. *(continua)*

COMUNICATO STAMPA DELL'ANIE: ANNULLATE LE MOSTRE

I costruttori di apparecchi radiotelevisivi e componenti elettronici aderenti all'ANIE (Associazione Nazionale Industrie Elettrotecniche ed Elettroniche), esaminata la situazione che è venuta a determinarsi a seguito dello stato di crisi del settore, aggravato dalla non attuazione dei provvedimenti sollecitati per l'adeguamento dei servizi radiotelevisivi ai progressi della tecnica, si sono trovati nell'impossibilità di organizzare per l'anno 1972 la « 2ª MOSTRA EUROPEA RADIO TELEVISIONE » ed il « 9° SALONE INTERNAZIONALE COMPONENTI, STRUMENTI DI MISURA ELETTRONICI ED ACCESSORI », che avrebbero dovuto aver luogo a Milano dal 27 maggio al 2 giugno prossimi venturi.

OPTIC
Italian design by: Joe Colombo

Una sola forma per due soluzioni:
Optic orologio
Optic sveglia
Oggetto spazio-tempo per la nuova era-ora.
Perfetto nella misurazione del tempo, ha il disegno autorevole che si ambienta ovunque.

Alimentato a pila con carica di oltre 12 mesi, circuito elettronico oscillante ad alta frequenza (oltre un milione di impulsi al giorno), precisione cronometrica 99,995 per cento.

Scocca monoblocco — la prima nella storia dell'orologeria, quadrante e lancette notturne, vetro senza riflessi, facile manovrabilità. Dimensioni: altezza mm 84, larghezza mm 84, profondità mm 84. Optic sveglia segnala con la sua caratteristica posizione verso l'alto il « pronto » della suoneria. Quando suona basta abbassare la sveglia per farla tacere.

In versione bianca o nera
Ritz - Italora S.p.A.
Via Panzeri 5 - 20123 Milano (Italy)

■

« Giant » minicomputer DEC

Di dimensioni fisiche notevolmente ridotte, capace di risolvere operazioni in tempo reale ad alta velocità e applicazioni multi users/multi tasks richiedenti fino a 124.000 parole di memoria indirizzabile: queste le principali peculiarità del nuovo minicomputer a 16 bit annunciato nei giorni scorsi dalla DEC.

Reso disponibile con il nome di PDP-11/45, e particolarmente studiato per compiti elaborativi normalmente risolti dai grandi calcolatori, il nuovo mezzo di calcolo si avvale delle tecnologie e delle tecniche di trattamento/trasmissione dati più avanzate: integrazioni a media e larga scala; memorie componibili, velocità di trasferimento registro/registro di 295 nanosecondi — con elementi bipolari e a Mos in aggiunta a quelli normali a nuclei; un « data path » a due canali bidirezionali di tipo a « unibus » (TM) per la comunicazione rapida fra le diverse unità; insieme di istruzioni a logica combinatoria tradizionale e a « Read Only Memory » per gli organi di governo del sistema.

L'ulteriore dotazione di 7 livelli di priorità all'interruzione (4 di hardware e 3 di software), le funzioni di moltiplicazione e divisione direttamente in hardware, la disponibilità a richiesta di unità a virgola mobile per l'eventuale uso di linguaggi ad alto livello e ad alta velocità, fanno del nuovo « giant minicomputer » un versatile ausilio per il calcolo scientifico e per tutte le applicazioni che richiedono la multiprogrammazione.

Sono anche disponibili sistemi con configurazioni a « multiple processors » (con più organi centrali di governo/calcolo reciprocamente connessi).

Per informazioni commerciali, scrivere a: Alberto Carlucci - Digital Equipment S.p.A. - Corso Garibaldi, 49 - 20121 Milano (Italia).

■

Nuovo apparato per il controllo dei circuiti integrati.

Opera sotto il controllo di un calcolatore digitale il nuovo Tester di circuiti integrati prodotto dalla CRC-Schlumberger nel centro di Saint-Etienne in Francia.

Previsto per l'impiego con il calcolatore CII 10010 il Tester può essere interfacciato facilmente da altri minicomputer fra cui il PDP-8.

Versatilità e velocità sono le caratteristiche più salienti del Tester.

Praticamente ogni circuito integrato di serie, anche del tipo LSI, può essere controllato sottoponendolo a prove statiche dinamiche e funzionali.

Non impiegando relays nei circuiti di commutazione l'apparato può eseguire le istruzioni del calcolatore senza ritardi. In un secondo possono essere eseguite fino a 200 misure. Questa velocità operativa è circa doppia di quella di al-

tri tester. Un produttore o acquirente di circuiti integrati che dovesse controllare con continuità grosse partite potrebbe collegare fino a quattro banchi di prova al calcolatore ed ammortizzare in circa un anno e mezzo il suo investimento iniziale.

La diffusione commerciale in Italia del Tester è affidata alla Schlumberger Italiana S.p.A. Divisione Strumentazione.

■

Misuratore potenza d'uscita
Mod. MU 964
(T.E.S. - strumenti elettronici)

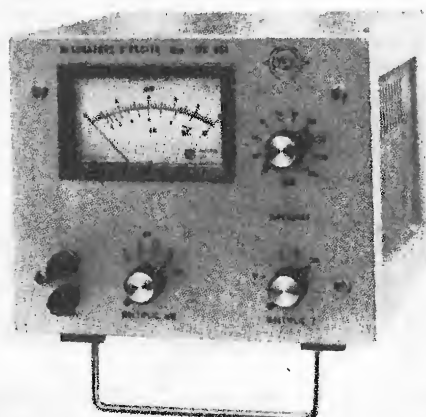
E' essenzialmente costituito da un voltmetro amplificatore transistorizzato, che misura la tensione presente ai capi di un determinato carico. Dispone di 40 valori di carico, compresi tra 2,5 Ohm e 20 KOhm. Detti valori sono puramente resistivi e quindi costanti al variare della frequenza. Una particolare catena di controreazione permette di ottenere una scala di andamento quasi lineare. Errori di manovra nella predisposizione del carico o della portata non arrecano alcun danno all'apparecchio.

Campo di misura potenza: da 1 MW a 10 W in 4 portate

Campo di misura dB: da — 3 a + 40 dB riferiti a 1 mV.

Campo di frequenza: da 20 Hz a 50 KHz.

Precisione di misura: entro 0,5 dB

Resistenze di carico: totale n. 40 valori

Precisione resist. carico: migliore del 5 per cento.

Taratura: valore efficace.

■

Nuovi transistori per commutazione

La Società Mullard del gruppo internazionale Philips, ha annunciato tre nuovi transistori per commutazione ad alta velocità ed elevata corrente. I transistori BDY 90, BDY 91 e BDY 92, del tipo NPN planare al silicio, sono adatti per inverter, convertitori, regolatori a commutazione e amplificatori di controllo a commutazione. Per merito della loro elevata frequenza di transizione (tipica di 70 MHz), possono essere usati nei sistemi ultrasonici in quanto non producono il noioso ronzio caratteristico dei loro equivalenti aventi frequenza di transizione più bassa. L'elevata frequenza di commutazione consente la fabbricazione di apparecchiature più compatte, particolarmente convenienti per i sistemi di illuminazione installati a bordo di aeromobili e sugli autobus.

Questi transistori offrono un picco di dissipazione continua di 40 W; in commutazione, con ciclo utile 0,1 e durata dell'impulso di 0,1 msec, possono però dissipare 250 W. Inoltre, le basse tensioni di saturazione, inferiori a 1,5 V, garantiscono un funzionamento efficiente.

Questi tre componenti, incapsulati in TO-3, hanno una tensione collettore-base (ad emettitore aperto) compresa rispettivamente fra 120 e 80 V e una corrente massima di collettore di 15 A.

■

Stenorette 200/201 (Grundig)

Questo registratore per ufficio impiega fogli magnetici al posto dei nastri.

La registrazione di un foglio dura 8 minuti, il che equivale ad una lettera dattiloscritta di più di tre pagine. Per ogni lettera si può registrare un foglio separato, per costituire anche un archivio. I fogli possono essere spediti, come lettere normali, ad un corrispondente munito di Stenorette 201. La trascrizione a macchina della registrazione è facilitata, pur semplice com'è, da comodi accessori. Catalogo a richiesta.

STENORETTE 200/201

■

Introduzione della nuova unità del secondo nei servizi di tempo e frequenza campione.

Col giorno 1° gennaio 1972, è stata adottata in tutto il mondo la nuova definizione atomica dell'unità di tempo. La definizione, dettata nel 1967 dalla XIII Conferenza Generale dei Pesi e delle Misure si fonda su una particolare transizione iperfina del cesio, alla quale è stata assegnata la frequenza di 9.192.631.770,0 Hz.

Per quanto riguarda i segnali di tempo, la durata del « secondo » è stata portata al valore nominale: ciò comporta una diminuzione di 30 nanosecondi (30×10^{-9} s) rispetto al valore attuale. Tale variazione non ha effetti rilevanti nella vita civile, salvo l'introduzione od eliminazione saltuaria di 1 secondo. Rilevanti invece possono essere le conseguenze per tutte le attività, per le quali sia importante la posizione angolare della terra, come la navigazione marittima, aerea e spaziale, la geodesia e la geofisica.

Per quanto riguarda la frequenza, nulla cambia in talune nazioni, tra le quali l'Italia, in quanto l'IEN ha già introdotto dal luglio 1967 la nuova definizione nelle sue emissioni di **frequenza campione.** Su scala internazionale rilevanti sono gli effetti, in particolare per taluni rami delle telecomunicazioni, in quanto l'introduzione della nuova unità comporta un aumento di 300 unità di 10^{-10} rispetto al valore attualmente adottato. Le industrie

che operano nel campo delle Telecomunicazioni possono richiedere per questo la calibrazione dei propri campioni di frequenza.

L'Istituto Elettrotecnico Nazionale fornirà a richiesta ulteriori notizie sulla nuova unità, sui criteri d'introduzione, sulle modificazioni che vengono apportate alle emissioni di tempo campione e sui servizi svolti nel campo della metrologia del tempo e della frequenza.

Istituto Elettrotecnico Nazionale « Galileo Ferraris » - Corso Massimo d'Azeglio, 42 - 10125 TORINO (Italia) - Reparto Metrologia Elettromagnetica, di Tempo e Frequenza.

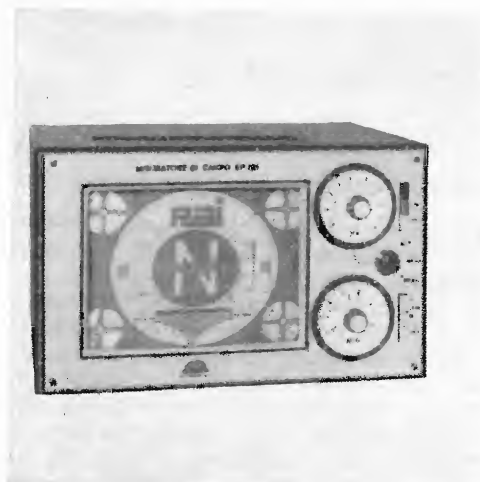
■

Misuratori di campo
VHF-UHF EP 524 e EP 597 (Unaohm)

Misuratori di campo ad alta sensibilità, portatili completamente transistorizzati, alimentati a pile, che permettono la ricezione delle portanti video e suono nei campi di frequenza VHF e UHF.

Tipo EP 524

Campo di frequenza: riceve le portanti video e suono per i canali CCIR (o altri standard a richiesta) nelle bande I - II - FM - III - IV - V.

Campo di misura: 10 μV ÷ 100 mV in 2 portate, più attenuatore esterno da 20 dB.

Precisione: ± 3 dB per VHF e FM; ± 6 dB per UHF.
Demodulatore: AM.
Impedenza di ingresso: 75 Ω sbilanciata; 300 Ω bilanciata.
Alimentazione: 6 pile da 3 V.

Tipo EP 597

Campo di frequenza: riceve le portanti video e suono per i canali CCIR (o altri standard a richiesta) nelle bande I - II - FM - III - IV - V.
Campo di misura: 10 μV ÷ 100 mV in 6 portate, più attenuatore esterno da 10 dB.
Precisione: ± 3 dB per VHF e FM; ± 6 dB per UHF.
Demodulatori: AM e FM.
Altoparlante incorporato.
Impedenza di ingresso: 75 Ω sbilanciata; 300 Ω bilanciata.
Alimentazione: 4 pile da 4,5 V.

Misuratore di campo
con monitore EP 731

E' costituito dall'unione di un misuratore di campo con un televisore: è quindi l'unico apparecchio in grado di consentire la perfetta installazione di un'antenna, particolarmente per TV a colori, nonché l'individuazione di interferenze, disturbi, riflessioni, ecc.
Campo di frequenza: bande I - II - III - IV - V.
Sensibilità: 10 μV ÷ 0,1 V in 6 portate, più attenuatore esterno da 20 dB.
Sistema di Misura: per comparazione della luminosità effettuata direttamente sul tubo monitore.

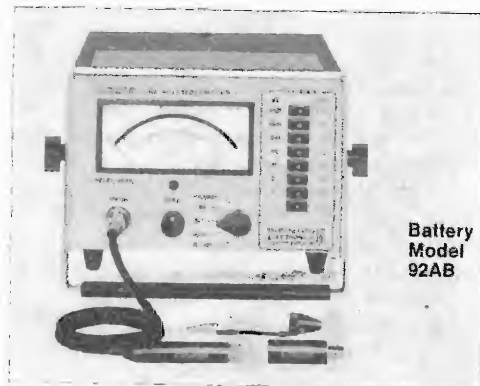
Precisione: ± 3 dB per le bande I - II - III; ± 6 dB per la IV e la V.

Impedenza di ingresso: 75 Ω sbilanciata; 300 Ω bilanciata.

Cinescopio: 200/150 mm.

Sistema: CCIR 625 linee, 25 quadri: modulazione negativa, suono FM a 5,5 MHz.
Alimentazione: 220 Vca. 50 ÷ 60 Hz o 12 Vcc - 1,2 A (con batteria esterna).

■

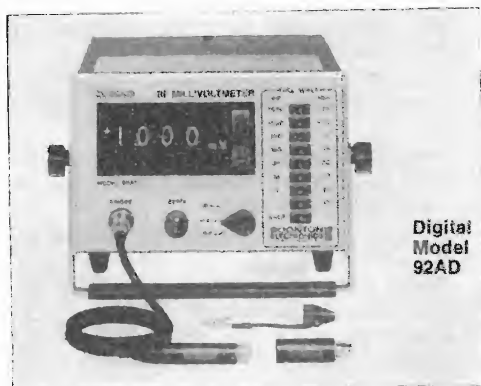
Millivoltmetri della serie Mod. 92A
Versione a batteria ricaricabile
(mod. 92 AB)

Internamente al mod. 92 AB sono compresi un gruppo di batterie al Ni-Cd ricaricabile di lunga durata e i circuiti per la ricarica. Le batterie sono disposte in modo da soddisfare tutte le esigenze.

Un commutatore sul pannello frontale seleziona il funzionamento a batterie o a rete c.a., il controllo delle batterie e la ricarica. Può lavorare continuamente per 16 ore e richiede una ricarica di 14 ore. Le batterie vengono caricate a metà regime durante il funzionamento con la rete c.a.

Le principali applicazioni sono l'uso in campo o per misure richiedenti isolamento completo dalla linea di alimentazione.

La prestazione del mod. 92 AB è uguale a quella del mod. 92 A alimentato dalla rete c.a.

Versione a lettura numerica (mod. 92 AD)

La versione digitale ha lettura a 3 cifre + « 1 » per sovracacrico 5%. Impiega tubi tipo nixie per la rappresentazione di caratteri brillanti facili da leggere; comprende uscite BCD e comandi. Normalmente funziona con un sistema auto oscillante con il periodo di rappresentazione 250 ms; se non si richiedono letture visive, l'indicazione può essere sincronizzata esternamente per ottenere uscite BCD più rapide.

Digital Model 92AD

Una prerogativa speciale permette di regolare rapidamente e facilmente lo zero usando il misuratore a striscia verticale disposto a destra dell'indicatore numerico. Lo strumento è tarato in dBm su 50 Ω ed è inoltre molto utile per la indicazione dei massimi e degli zeri.

Caratteristiche normalizzate

- Precisione fondamentale 1% della lettura + 1% fondo scala.
- Misure da 100 μV (200 μV nel mod. 92 AD) a 3V (a 300 V, fino a 700 MHz con il divisore accessorio 100:1) da 10 kHz a 1,2 GHz.
- Portate e funzioni programmabili.
- Vera risposta in valore efficace a 30 mV (a 30 V, fino a 700 MHz con il divisore accessorio 100:1).
- Uscita c.c. lineare rapida ad alto livello.
- Alta resistenza d'ingresso, bassa capacità d'entrata.
- Contenitore semi incastellatura.
- grande tolleranza ai sovraccarichi.
- Uscite dati BCD e comandi (mod. 92 AD).

Caratteristiche a richiesta

- Programmazione del livello logico.
- Variazioni della scala principale.
- Inserzione campo automatico (mod. 92 AD).
- Lettura numerica dei dBm (mod. 92 AD).

■

Generatore di segnali vobulati mod. 1002 Wavetek

Questo generatore copre il campo di frequenza da 1 a 500 MHz; è un'unità a stato solido e può vobulare qualsiasi parte del suo campo di frequenze; è disponibile con impedenza di uscita 50 Ω o 75 Ω.

Lo strumento accordato e vobulato elettronicamente comprende un attenuatore elettronico a variazione continua nel campo di 20 dB. Poiché la frequenza, la larghezza di banda e l'uscita sono regolabili in c.c., un connettore di programmazione sul pannello posteriore consente un facile accesso alla lettura, al telecomando o alla modulazione esterna di ampiezza o in frequenza.

Il mod. 1002 può essere usato come generatore vobulato o CW (onda continua). Per facilitare l'uso con CW, è compreso un controllo di accordo a verniero. Il circuito di uscita a RF è tarato da +10 dBm a —80 dBm con eccellente precisione. Non occorrono altri regolatori di « livello », o misuratori o di taratura, perché l'unità è sempre tarata entro ± 0,5 dB.

A richiesta, sono fornibili fino a 7 marcatori controllati a cristallo. Essi possono essere a frequenza singola, o a frequenze discontinue o a intervalli armonici (comb) e sono inscatolati come moduli di innesto. I moduli marcatori possono essere ordinati con lo strumento, o acquistati dopo e possono essere cambiati in qualunque momento. Ciascun marcatore ha un interruttore acceso/spento suo proprio sul pannello frontale. E' pure data la possibilità di uso in CW come marcatore esterno.

Tutti i segnali sono controllati individualmente in ampiezza, mentre controlli comuni sul pannello frontale regolano tutti le marche in posizione e larghezza.

La larghezza delle marche è regolabile (in 4 scatti) fra circa 15 kHz e 400 kHz, consentendo la migliore rappresentazione delle varie larghezze di scansione. E' compreso un commutatore per riportare un guizzo sull'asse orizzontale del-

l'oscilloscopio, quando si osservano pendenze estremamente ripide.

Anche le marche possono essere inclinate a 90° rispetto all'orizzontale.

La velocità di scansione può essere a frequenza di linea (50/60 Hz) per applicazioni generali di vobulazione. La velocità può anche essere regolata da 50 esplorazioni per secondo ad 1 scansione ogni 100 secondi per applicazioni a registrazioni X-Y, o quando si richiedono minori velocità di scansione. I modi manuale e sincronizzato aumentano la versatilità del 1002.

Il 1002 copre le bande MF, TV e delle comunicazioni con banda larga, o stretta. E' ottenibile in 2 o 4 settimane al prezzo base di 1095 $.

Qualche caratteristica tecnica

- Programmazione di frequenza: un segnale di entrata fra — 15 V e + 15 V fornisce un campo di accordo da 1 a 500 MHz.
- Lettura di frequenza: la tensione di

uscita analogica da + 15 V a — 15 V indica la frequenza centrale di vobulazione o la frequenza fissa, in modo sostanzialmente lineare.

— MF esterna: ± 15 V forniscono la piena deviazione di ± 250 MHz, alla massima velocità di scansione di 100 Hz (con diviazioni minori, p. es. 100 kHz di larghezza di banda, si possono sfruttare velocità di modulazione fino a 50 kHz).

— Ampiezza di uscita: + 13 dBm, 1,0 Veff (minimo —77 dBm) su impedenza di uscita 50 Ω.

— Attenuazione di uscita: 90 dB; 70 dB in scatti di 10 dB, con precisione 3% e 20 dB a variazione continua, con taratura 1 dB e precisione 0,5 dB.

— Programmazione di uscita: un segnale da 0 a — 18 V controlla il campo totale di 20 dB; MA 30% a 1 kHz.

— Lettura di uscita: la tensione analogica da 0 a —18 V indica l'attenuazione, in modo sostanzialmente lineare.

— Costanza della risposta: ± 0,25 dB nell'intero campo di frequenze da 1 MHz a 500 MHz. Usando campionatori esterni si possono avere uniformità entro ± 0,05 dB (occorrono 300 mV di entrata).

■

Generatore di segnali vobulatore Mod. 2001 Wavetek

Il compatto Mod. 2001 di generatore di segnali vobulato presenta versatilità di programmazione ed un campo di frequenza eccezionalmente largo (1 ÷ 1400 MHz)in uno strumento robusto ed economico. La sua grandissima adattabilità permette elaborate applicazioni di laboratorio e prove automatiche di produzione. Ciascuno dei suoi tre campi di frequenza (1 ÷ 500 MHz; 450 ÷ 950 MHz; 900 ÷ 1400 MHz) può essere vobulato da un estremo all'altro, in su o in giù, a qualsiasi velocità fra 50 scansioni al secondo e 1 scansione ogni 100 secondi. Possiede esplorazioni manuale, o sincronizzata o ripetitiva; si possono regolare con tensioni esterne la frequenza e il valore della vobulazione, nonché l'attenuazione di uscita.

Il mod. 2001 ha tre modi di funzionamento. Nel modo START-STOP, il quadrante START stabilisce la frequenza di inizio vobulazione e il quadrante STOP determina la frequenza di fine vobulazione. In questo modo la scansione può essere in su o in giù. Nel modo Δf, il quadrante START stabilisce la frequenza centrale e il quadrante STOP determina la larghezza della scansione (da 200 kHz a 500 MHz). Nel modo CW (onda continua), il quadrante START stabilisce ancora la frequenza centrale e il quadrante STOP è escluso.

Nel modo CW si può ottenere un ciclo di lavoro del 100% escludendo la cancellazione dell'oscillatore.

Nel mod. 2001 possono essere inseriti fino a 6 moduli marcatori controllati a cristallo (di tipo monofrequenza o ad armoniche), ciascuno avente il suo proprio pannello con commutatore acceso/spento e controlli interni di ampiezza. E' pure provvisto di un regolatore di ampiezza sul pannello frontale, permettente all'utilizzatore di regolare collettivamente le ampiezze di tutte le marche.

Le marche possono essere inclinate di 90° per un'agevole vista, quando siano rappresentate con segnali di transizioni ripide o raddrizzate per applicazioni in indicatori x-y, mediante un commutatore sul pannello frontale. Come accessorio ad opzione è disponibile un modulatore a onda quadra a 1 kHz, il quale fornisce una modulazione di ampiezza della uscita RF per applicazioni di recupero a basso livello.

Per ottenere un sistema completo di prove di scansione in un contenitore di 7¹/₄" x 19", il 2001 può essere installato in un oscilloscopio x-y a transistori da 5" della serie SA della Wavetek.

Qualche caratteristica tecnica

— Programmazione di frequenza: un segnale da —16 V a + 16 V fornisce un accordo completo di banda selezionato a circa 16 MHz/V.

— Lettura di frequenza: la tensione di uscita analogica da — 16 a + 16 V indica la frequenza centrale di scansione, la frequenza CW della banda scelta, in modo essenzialmente lineare.

— MF esterna: ± 16 volt applicati forniscono la piena deviazione di ± 250 MHz, alla velocità massima di modulazione 100 Hz.

— Larghezza di vobulazione: 200 kHz a banda piena nei modi Start/Stop e Δf.

— Ampiezza di uscita: ± 10 dBm, 0,7 Veff (—80 dBm minimo) su impedenza d'uscita da 50 Ω.

— Attenuazione di uscita: 90 dB; 70 dB a scatti di 10 dB e 20 dB con variazione continua e taratura a 1 dB. Errore max 2 dB.

— Costanza della risposta:
Banda 1 (da 1 a 500 MHz) ± 0,5 dB;
Banda 2 (da 450 a 950 MHz) ± 0,25 dB;
Banda 3 (da 900 a 1400 MHz) ± 0,25 dB.

■

Multimetro digitale SIMPSON 460

Un nuovo multimetro digitale capace di misurare sino al 350% fuori portata è

stato da poco introdotto sul mercato dalla ben nota casa statunitense SIMPSON (Chicago, USA). E' da qualche anno che il mercato è invaso da multimetri digitali con precisione dello 0,1%: tutti però arrivano a misurare sino al 100% di sovraportata: cioè sulla portata 1,000 V si possono leggere valori sino ad un massimo di 1,999 V. Con il SIMPSON modello 460 si può leggere sino a valori di 3,500 V.
Le altre caratteristiche infine rientrano nella normalità dei multimetri digitali sul mercato: misura tensioni c.c. e c.a. da 100 μV a 1000 V, corrent c.c. e c.a. da 100 nA a 2 A, resistenze da 0,1 ohm a 20 Mohm. E' corredato da uno strumento indicatore analogico per facilitare l'operatore nella determinazione di un minimo o un massimo.
E' alimentabile da rete 200 V c.a. 50 Hz o da batterie interne ricaricabili o da batterie a secco normali. E' protetto contro sovraccarichi e contro errori di operazione.
Rientra quindi nella normalità, ma in una normalità completa e un po' sofisticata, che lo rende d'uso veramente generale con un prezzo di vendita tra i più bassi del mercato.

Caratteristiche

Precisione (da + 10 °C a + 40 °C)
Misure di tensione:
c.c. ± 0,1% della lettura;
c.a. ± 0,5% della lettura fra 40 Hz e 10 kHz; ± 1% fra 10 kHz e 20 kHz.
Misure di corrente:
c.c. ± 0,2%, salvo la portata 1000 mA, per la quale è lo 0,5%.
c.a. ± 0,7%, salvo la portata di 1000 mA, per la quale è l'1,0%.
Misure di resistenza ± 0,5%, salvo la portata di 20 MΩ, per la quale è ± 1%.
Risoluzione:
Misure di tensione:
c.c. e c.a. 100 μV;
Misure di corrente:
c.c. e c.a. 100 nA.
Misure di resistenza: 0,1 Ω.
Possibilità di sovraportata: lineare al 150% di sovraccarico.
Selezione di polarità c.c.: automatica, indicazione « + » o « — ».
Indicazione numerica:
assenza di pulsazione luminosa
velocità di conversione 5/sec.
indicatore di sovraccarico: automatico oltre il conteggio 1999.
Ing. Vianello S.p.A. - 20122 Milano, Via Crivelli 12.

■

Centralino serie « PRES », per impianti centralizzati della Prestel

Questo centralino è composto da un alimentatore centrale, porta-moduli, sul quale vengono inseriti, con appositi innesti, fino a 4 moduli.
L'alimentatore genera una tensione in uscita di —24 V c.c. stabilizzati; viene alimentato dalla rete a 220 V c.a. ed è protetto da sovraccarichi e corto-circuiti.
I moduli possono essere: amplificatori di canale, preamplificatori e convertitori.
I moduli sono automiscelanti e vengono collegati fra di loro con appositi cavetti coassiali, forniti in dotazione.
I moduli amplificatori hanno un guadagno di 40 dB in UHF e in VHF, regolabile, per bilanciare i segnali dei diversi canali.
Le uscite utilizzabili sono 2 da 0,4 V. Nel caso si voglia utilizzare una sola uscita, bisogna inserire in quella non utilizzata l'apposito spinotto di carico che viene fornito con l'alimentatore.
Il centralino Serie « PRES » è stato realizzato in modo da essere di grande praticità nel montaggio sottotetto.
A tal fine viene fornito con le relative viti di fissaggio a legno e a muro con tasselli ad espansione. Una volta fissato l'alimentatore riesce estremamente facile inserire i moduli.
Questo sistema, molto pratico, permette anche di aggiungere, in futuro, un altro modulo per un nuovo canale, come pure la sostituzione di un modulo per cambio di canale in seguito all'installazione di un nuovo ripetitore, nonché per eventuale riparazione per guasti.
Il modulo preamplificatore, che ha un guadagno di 14 dB, può essere usato quando si voglia sfruttare tutta la potenza dell'amplificatore e quando si hanno dei segnali in antenna inferiori ai 500 μV. collegandolo in serie al modulo amplificatore.
Il modulo convertitore potrà essere utilizzato nelle zone in cui si ricevono due canali adiacenti, permettendo così di separarli convertendone uno in un canale di un'altra banda, sia in VHF che in UHF.
Il convertitore verrà utilizzato anche nei casi in cui si rende necessario convertire le frequenze della IV e V banda in VHF per avere minori perdite nei lunghi tragitti, ove l'antenna, per ragione di ricezione debba essere installata lontano dalle abitazioni.
Data la limitata potenza di uscita del convertitore, è necessario amplificare il canale già convertito con il modulo amplificatore collegandolo in serie.
Il centralino « PRES » avendo due uscite da 0,4 V con un segnale d'ingresso di 4 mV può essere utilizzato per medi e grandi impianti centralizzati, impiegando le prese ad accoppiamento direzionale a bassa perdita, pur essendo di costo assai limitato e conveniente.
Accluso al centralino vi sono istruzioni e schemi esemplificativi di collegamento dei vari moduli.
La Prestel fornisce agli installatori schemi-preventivo per la realizzazione degli impianti, dietro richieste corredate dai dati relativi ai segnali presenti in antenna e schizzi dell'impianto da eseguire, con le lunghezze approssimative dei cavi di collegamento.

■

Alcune novità nel campo dei semiconduttori della Siemens

Diodo elettroluminescente LD 30 per luce rossa

Quando il diodo elettroluminescente GaAsP tipo LD 30 funziona in senso diretto (1,6 V o 2 V; I_F = mA), emette luce con lunghezza d'onda di 660 nm. In questo caso la densità luminosa è di 25300 o 12600 cd/m². Il consumo di corrente molto basso ed il modesto autoriscaldamento ne permettono l'impiego in campi in cui le normali lampadine di segnalazione ad incandescenza non sono sufficientemente adatte o non lo sono affatto. Il diodo LD 30 viene impiegato come indicatore ottico per il controllo funzionale di circuiti a film spesso e sottile o per indicare il funzionamento di apparecchi con componenti discreti o in esecuzione integrata; esso può venir pilotato anche da logiche TTL.

Una nuova serie di transistori adatti per la gamma delle microonde e per il campo dei subnanosecondi

La nuova famiglia di transistori planari al silicio progettata per impieghi nella gamma delle microonde e per il campo dei subnanosecondi, si distingue per un'elevata frequenza limite e per una bassa resistenza di base, pur mantenendo una reazione molto modesta. Il transistore può essere pilotato con una corrente fino a 30 mA e si può impiegare universalmente negli amplificatori a larga banda ed in quelli selettivi a basso rumore di fondo, nonché nei circuiti oscillanti la cui gamma di frequenza arriva ai GHz e per circuiti ad impulso i cui valori si estendono al campo dei subnanosecondi. In base alle diverse esigenze circuitali, il transistore viene fornito con quattro custodie di forme diverse: BFR 14 con custodia metallo-ceramica, BFR 35 con custodia SOT 23, BFR 34 con custodia T in plastica e BFR 15 con custodia metallica TO 72.

La metallizzazione a più strati adottata, in unione alla passivazione al nitruro di silicio, permette di ottenere, con le custodie di plastica BFR 34 e BFR 35, una affidabilità uguale a quella offerta dalle custodie metalliche BFR 14 e BFR 15; questa affidabilità permette l'impiego del transistore in applicazioni professionali.

Transistori di potenza 2N 3442 e 2N 4347

Si tratta di un programma completo di transistori secondo le norme JEDEC, derivati dalle nostre attuali forme costruttive.

Il programma viene completato da due nuovi tipi, 2N 3442 e 2N 4347, che sono transistori a diffusione semplice, in custodia 3 A 2 DIN 41872 (simile alla custodia TO-3) da impiegarsi nella tecnica dei comandi e delle regolazioni.

Dati caratteristici:

	2N 3442	2N 4347	
U_{CEO}	140	120	V
I_C	10	5	A
B	20 ... 70	20 ... 70	—

Tetrodo tiristore di piccola potenza

Il tetrodo al silicio PNPN tipo BRY 21 si può disinserire, è eseguito in tecnica planare ed è montato nella custodia 5 A 4 DIN 41872 (simile alla TO-12); esso è simile al già noto tipo BRY 20, però la sua tensione di blocco è maggiore: — U_{DD} = 80 V.

Novità nel campo dei tubi elettronici

La Siemens ha ampliato notevolmente il programma di accessori per tubi coassiali e ad onde progressive. Per le bande televisive III, IV e V si dispone, oltre che di amplificatori completi, anche di componenti, quali cavità coassiali da 1 W a 10 kW, circolatori, filtri e accoppiatori direzionali. Per i tubi ad onde progressive sono stati realizzati alimentatori di servizio e per laboratorio.

Con l'oscillatore industriale RS 3002 CL raffreddato ad aria è entrato in produzione un nuovo, robusto triodo da 2,5 kW, adatto specialmente per la gamma dei 433 MHz. Grazie all'isolamento ceramico questo tubo presenta una buona stabilità meccanica ed elettrica, basse perdite dielettriche e minime dispersioni di caratteristiche. Si dispone anche di una cavità coassiale per i 433 MHz, realizzata per il tipo RS 3002 CL, che porta la denominazione TK 4495; tale cavità coassiale soddisfa ottimamente la stabilità di frequenza dell'oscillatore anche con fluttuazioni del carico.

■

Trasformazione di uno studio TV belga per le trasmissioni a colori

Le nuove telecamere « 2005 » a tre valvole per trasmissioni a colori vengono montate nel laboratorio di una società inglese, che ha recentemente ottenuto il contratto per la trasformazione di uno studio televisivo belga per le trasmissioni a colori. Il contratto include anche la prima ordinazione per l'esportazione di queste telecamere. La società fornirà quattro canali « 2005 » e l'attrezzatura di distribuzione per rimpiazzare l'attrezzatura per il bianco e nero già esistente presso lo studio di Bruxelles del Servizio Fiammingo della Radio-Televisione Belga.

Nell'ordinazione è incluso il sistema di commutazione serie « 7000 » costruito dalla società. La leggera telecamera « 2005 » è munita di auto-collimatore, che riduce sensibilmente il tempo di regolazione del canale e ne mantiene automaticamente e stabilmente la centratura ad un alto grado di precisione. Allo apparecchio viene aggiunto un utile sistema di polarizzazione automatica, che riduce al minimo il ritardo causato da bassi livelli di luce.

Costruttori: EMI Electronics Ltd., Hayes, Middlesex - England.

A colloquio coi lettori

a cura di A. Nicolich

Riportiamo un dettagliato questionario relativo ad un complesso di diffusori per Hi-Fi, propostoci dal Sig. Paolo Viappiani de La Spezia. Pensiamo l'argomento possa interessare gli appassionati dell'elettroacustica domestica, i quali possono così conoscere le soluzioni di alcuni problemi, che sono anche i loro problemi.

P. Viappiani - La Spezia

D — Ecco una serie di quesiti:

Sono in possesso dei seguenti altoparlanti: 8 PAX 30 B Pioneer — coassiali a 2 vie — 16 Ohm; 8 PAX 30 J Pioneer — coassiali a 2 vie — 16 Ohm; 8 PM 16 B Pioneer - mid range 8 Ohm, 25 W gamma di freq. 400/6000 Hz.

8 CT 3/A Westwel (sottomarca della Pioneer, o qualcosa di simile) tweeter a tromba 8 Ohm, 20 W max, gamma di frequenza 3000/18000.

4 PT 6 Pioneer - supertweeter a tromba 16 Ohm 20 W, gamma di freq. 5000/20000.

4 trombe RCF H 2015 con unità di TW 15 W - 8 Ohm, 20 W, gamma di freq. 800/11000.

Possiedo dunque 16 tweeter a cono dei PAX 30 B e J (tweeter di tipo diverso tra loro), elettricamente e meccanicamente separabili dai rispettivi woofer.

E' mia intenzione realizzare 4 casse acustiche utilizzanti, le prime due 4 PAX 30 B ciascuna come woofer, e le seconde due 4 PAX 30 J ciascuna, sempre come woofer.

Realizzerei, in ciascun tipo di cassa, una rete a 5 vie, secondo le seguenti ipotesi:

CASSE DEL PRIMO TIPO

Woofer 30/700 Hz: 4 x PAX 30 B, con il tweeter sconnesso, collegati in serie/parallelo (16 Ohm).

Mid Range 700/4500 Hz: 2 PM 16 B Pioneer in serie, ottenendo 16 Ohm, oppure 1 PM 16 B in serie a tromba RCF di cui sopra (in questo caso la frequenza di cross-over si porterebbe a circa 850 Hz.)

CASSE DEL SECONDO TIPO

Woofer 4 x PAX 30 J, con il tweeter sconnesso, collegati in serie/parallelo (risultante 16 Ohm).

Mid Range idem.

Gamma bassa acuti 4500/9000 Hz.:

CASSE DEL PRIMO TIPO

1ª SOLUZIONE: I 4 tweeter a cono dei PAX 30 B collegati in serie/parallelo (16 Ohm).

2ª SOLUZIONE: 2 tweeter a cono dei J, in parallelo tra loro ed in serie ad 1 tromba CT/3 A (impedenza risultante 16 Ohm)

3ª SOLUZIONE, COMUNE AD ENTRAMBE LE CASSE:

Impiegare, in entrambi i tipi di casse, due tweeter tolti dai PAX 30 B, in parallelo tra loro ed in serie ad una tromba CT 3/A (risultante 16 Ohm).

CASSE DEL SECONDO TIPO

1ª SOLUZIONE: I 4 tweeter a cono dei PAX 30 J collegati in serie/parallelo (16 Ohm).

2ª SOLUZIONE: 2 tweeter a cono dei J in parallelo tra loro ed in serie ad 1 tromba CT/3 A (impedenza risultante 16 Ohm).

Gamma centrale acuti 9000/13500 Hz: A seconda della soluzione impiegata precedentemente, rispettivamente:

CASSE DEL PRIMO TIPO

1ª SOLUZIONE: Le due trombe CT 3/A collegate in serie (16 Ohm)

2ª SOLUZIONE: Altri 2 tweeter a cono dei B, in parallelo tra loro ed in serie alla rimanente tromba CT 3/A (risultante 16 Ohm).

3ª SOLUZIONE, COMUNE AD ENTRAMBE LE CASSE:

Impiegare per questa gamma di acuti, in entrambi i tipi di casse, due tweeter a cono, questa volta dei PAX 30 J, in parallelo tra loro ed in serie alla rimanente tromba CT 3/A (risultante 16 Ohm).

CASSE DEL SECONDO TIPO

1ª SOLUZIONE: idem.

2ª SOLUZIONE: Gli altri 2 tweeter a cono dei J, in parallelo tra loro ed in serie alla rimanente tromba CT 3/A (risultante 16 Ohm).

Gamma alta acuti 13500/20000 Hz.:

CASSE DEL PRIMO TIPO

1 tweeter PT 6 Pioneer (16 Ohm).

CASSE DEL SECONDO TIPO

Idem.

Passiamo ora al primo problema, che sta tutto nella utilizzazione dei tweeter.

Infatti, nella gamma più bassa degli acuti, secondo la 1ª soluzione utilizzerei i 4 conetti dei PAX 30 B per le prime due casse (che contengono tale tipo di altoparlante), e per le seconde due, contenenti i J, i 4 conetti dei J stessi, mentre per la parte centrale degli acuti utilizzerei in entrambi i tipi di cassa 2 trombe Westwell CT 3/A in serie. Poiché però dubito della qualità e dell'efficienza sonora di quei tweeter a cono, preferirei a questa, la soluzione che ho designato quale seconda, in cui sia per la gamma bassa acuti, sia per la centrale acuti, viene usata una tromba CT 3/A da 8 Ohm in serie a due tweeter a cono collegati in parallelo tra loro. (Nelle prime due casse ai « conetti » del B e nelle seconde a quelli dei J).

In questo caso, si otterrebbe una compensazione reciproca delle due differenti curve di risposta dei coni e delle trombe, ed un miglior rendimento sonoro per la fusione delle due « colorazioni » non da ultima, poi la certezza (data la presenza nelle due gamme di frequenza di una tromba) di una buona efficienza del sistema.

A questo punto, propenderei per una 3ª soluzione: si tratterebbe cioè della soluzione identica sia per le casse che contengono i B sia per le casse dei J: si tratterebbe infatti

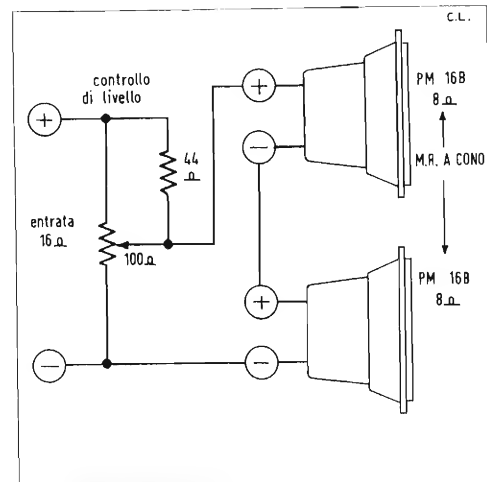



Fig. 1 - Caso di 2 M.R. a cono collegati in serie (unico controllo livello).

Fig. 2 - Caso del M.R. a cono P.M. 16/B Pioneer in serie a tromba RCF H2015 - TW 15 W (doppio controllo livello)

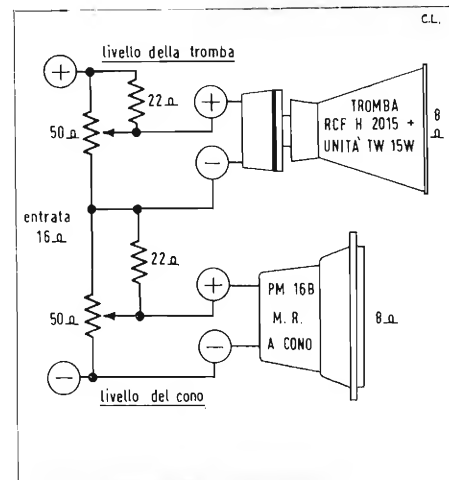
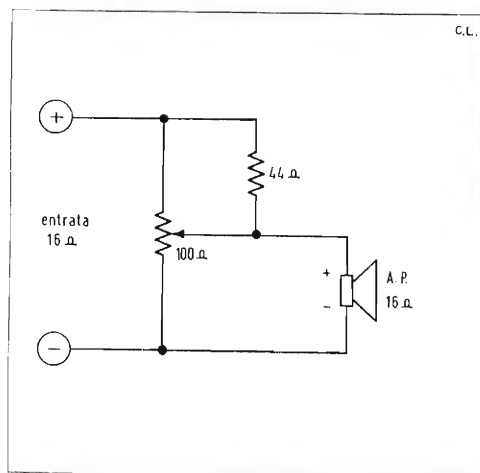



Fig. 3 - Controlli di livello nei Crossover.

di usare, in tutte e 4 le casse, i due conetti dei B (che mi sembrano di miglior qualità rispetto a quelli dei J) in serie alla tromba CT 3/A per la gamma più bassa degli acuti (500/4000 Hz.), lasciando ai conetti dei J, più leggeri, in serie alla tromba CT 3/A, in tutte e 4 le casse, il compito di riprodurre gli acuti « centrali ». Così, in quest'ultimo caso, si avrebbe in ogni cassa:
Gamma bassa acuti: 2 tweeter a cono dei B (16 Ohm cad.) in parallelo tra loro (risultante 8 Ohm) ed il tutto in serie ad una tromba CT 3/A (risultante totale 16 Ohm).
Gamma centrale acuti: 2 tweeter a cono dei J (16 Ohm cad.), in parallelo tra loro (risultante 8 Ohm), il tutto in serie ad una CT 3/A (risultante totale 16 Ohm).

Gradirei conoscere quale delle soluzioni sin qui esposte giudicate migliore, consigliandomi anche circa le più idonee frequenze di cross-over nella gamma acuti, che io ho designato come 4500/9000/13500 Hz.

Mi consigliate di togliere i tweeter a cono con il relativo supporto metallico dai rispettivi woofer ponendoli tutti raggruppati in una parte della cassa, magari montati su di un supporto metallico angolato? Oppure è indifferente lasciarli al loro posto dinanzi al woofer? Naturalmente collegati secondo la soluzione prescelta.

Passiamo ora al secondo problema, riguardante i mid-range (gamma 700/4500). Sono indeciso se, in entrambi i tipi di cassa, utilizzare due PM 16 B a cono (8 Ohm cadauno), in serie tra loro (vedi fig. 1), oppure se usare uno solo di essi per cassa, posto in serie ad una tromba RCF H 2015 con relativa unità TW 15 W (8 Ohm —20 W, vedi caratteristiche allegate), ottenendo così ancora i 16 Ohm necessari, ed in più, secondo me, una migliore resa sonora, anche qualitativa, per la fusione dei due caratteristici e diversi tipi di suono, che si compenserebbero l'un l'altro.
In questo caso, anche per equilibrare il rendimento (la tromba sarà senz'altro più efficiente del mid-range a cono chiuso dietro) inserirei due controlli di livello separati per ciascun altoparlante, secondo lo schema di fig. 2.
Io preferisco senz'altro questa soluzione, anche se devo in questo caso spostare il taglio della gamma mid-range da 700 a circa 800/850 Hz., dato che la min. freq. riproducibile dalle trombe RCF (vedi caratteristiche) è 800 Hz.
A questo proposito, va bene lo schema dei controlli di livello separati per ciascun A.P. con la resistenza posta tra cursore del potenziometro e « capo caldo », allo scopo di mantenere, per qualunque posizione del potenziometro stesso, una impedenza risultante attorno agli 8 Ohm per sezione? (Riferimento alla fig. 2).
PROBLEMA N. 3: controlli di livello
Per la difficile reperibilità sul mercato del potenziometro doppio (o triplo) a filo di basso valore ohmico (per ottenere un « L » Pad, o, meglio, un « T » Pad), ricorrerei, per tutti gli altoparlanti, al controllo di tipo « simple potentiometer », del valore di 100 Ohm.
Va bene un collegamento del tipo riportato in fig. 3?

Che ne pensate della resistenza tra il capo caldo ed il cursore? E' meglio metterla o no? Vedo che alcuni autori lo fanno, e, direi che essa contribuisca a mantenere l'impedenza totale risultante del sistema controllo/altop. attorno al valore nominale dell'impedenza dell'altoparlante per qualunque posizione del potenziometro.

Infine, vorrei porre anche sul woofer il controllo di livello, data l'alta efficienza dei B e dei J: però temo che ciò influenzi negativamente sullo smorzamento degli A.P. stessi o su altri fattori. Vedo comunque che molti autori lo fanno senza preoccupazioni.

Per i woofer farei un controllo escludibile a commutatore, incorporato al potenziometro, per precauzione, cioè, al massimo livello lo interruttore incorporato nel potenziometro escluderebbe addirittura quest'ultimo.
Inoltre, già che siamo in tema di controlli di livello, come si esegue, in un sistema a più canali quale le casse in oggetto, la perfetta taratura dei singoli controlli di livello, incluso quello dei « woofer »? E da quali controlli si comincia?
PROBLEMA N. 4: filtri cross-over
Per il tipo di altoparlanti adottati e per le gamme di frequeza prescelte usereste in queste casse una rete di 6 dB/ott. oppure una rete a 12 dB/ott.?
Modifichereste qualche frequenza di cross-over tra quelle che ho scelto? (700 od 850 - 4500 - 9000 - 13500).
Inoltre, poiché può essere che in futuro queste casse vengano utilizzate in un sistema multicanale (secondo l'odierna moda: PREAMPLIFICATORE - CROSS-OVER ELETTRONICO - 3 FINALI DISTINTI per bassi, medi, acuti), vorrei prevedere, oltre al normale ingresso « full range », anche tre ingressi separati per 3 finali distinti.
Io risolverei il problema (vedi fig. 4) in modo che, utilizzando la cassa con un comune amplificatore, si mettano in parallelo le 5 coppie di morsetti, mentre in sistemi a due o tre canali si colleghino i morsetti secondo le esigenze e le frequenze di cross-over più opportune.
Il fatto che rimangano sempre inseriti i cross-over del sistema normale all'interno della cassa può dar fastidio in un sistema multicanale? Suggeritemi, in alternativa, un circuito a commutatore, che mi permetta di by-passare gli attuali cross-over, in previsione di una utilizzazione multicanale, e che faccia capo a 3 coppie di morsetti nella cassa.
Inoltre, può andar bene lo schema del cross-over di fig. 5 e 6 (rispettivamente se si sceglie la soluzione 6 oppure 12 dB/ottava)? Come vedete, mi orienterei in entrambi i casi su due circuiti tipo K (a resistenza costante). Notare che per il supertweeter, il passa/alto è un semplice condensatore, anche nel caso in cui tutto il resto della rete sia a 12 dB/ott., poiché vedo che alcune case fanno così.

Anzi, alcuni Autori tralasciano addirittura il passa/basso nel penultimo tweeter, lasciando unicamente un passa/alto a 12 dB/ott. (se anche il resto della rete è a 12 dB/ottava) in questa sezione e derivando l'ultimo tweeter in tutti i casi con semplice condensatore (6 dB/ott.), come da fig. 7.

E' meglio ricorrere ad un cross-over completo anche per le ultime due gamme di frequenza, in maniera ortodossa inserendo anche il passa/basso sul penultimo tweeter ed un regolare passa/alto (6 o 12 dB, a seconda della rete cross-over scelta) come tutti gli altri all'ultimo tweeter?
E ancora: sul foglio di istruzioni del PM 16/B (mid-range a cono Pioneer), (fig. 8), si parla di uno strano « circuito di compensazione », che io spero non serva nel mio caso. Come farei eventualmente ad inserirlo nel mio circuito, che ha due diversi mid-ranges in serie tra loro, (PM 16/B e tromba H 2015 - TW 15 W RCF) con controlli di livello separati per ciascuno?
Conoscete qualche ditta che possa fornire induttanze « su misura » per cross-over? E dove sono reperibili i condensatori per cross-over? (non dite di usare gli elettrolitici, per favore!).
Infine, un ultimo problema sui cross-over. Nel calcolo dei valori dei componenti si ot-

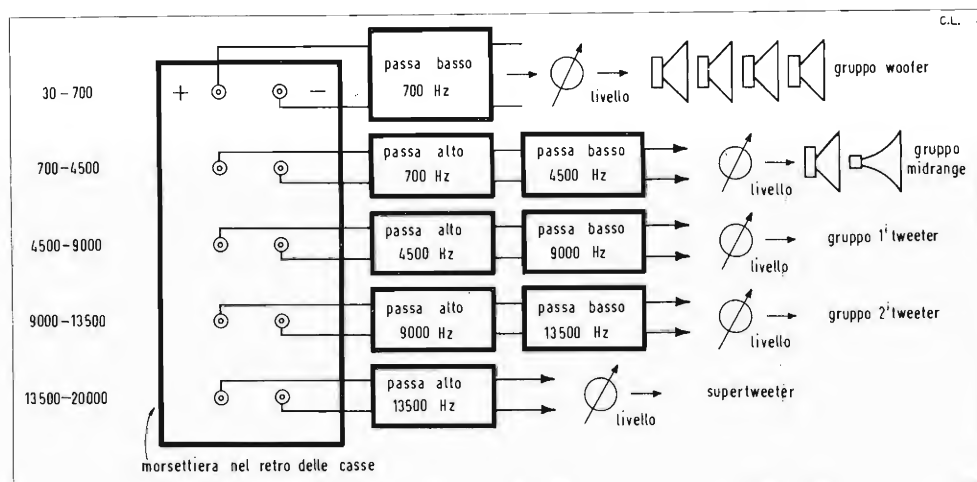



Fig. 4 - Collegamenti dei Crossover ed altoparlanti ai morsetti delle casse (ipotesi).

Fig. 5 - Esempio di rete Crossover 6 dB/ott.

tengono valori di induttanza con più cifre decimali (e per le induttanze ciò non costituisce un problema, trattandosi in pratica di aggiungere o togliere qualche spira, ma anche valori di capacità con decimali, che è impossibile in pratica ottenere, anche solo come valore nominale.

Perciò, mi viene un dubbio: calcolato il valore di capacità più vicino ottenibile in pratica per una determinata frequenza, non si potrebbe, assumendo quest'ultimo come valore noto, ricalcolare la frequenza « vera » di cross-over, che si aggirerebbe nelle vicinanze di quella di partenza, e quindi, data la frequenza, calcolare l'esatto valore dell'induttanza?

Questo perché altrimenti si avrebbe un'induttanze precisa per una frequenza f1, mentre la capicità reale sarebbe adatta ad una frequenza f2 diversa da f1, anche se leggermente.

Infine, l'ultimo problema.

PROBLEMA N. 5: le casse.

In primo luogo, spiegherò perché ho intenzione di inserire ben 4 woofer in ciascuna cassa, cosa che potrà sembrarvi strana.

Anzitutto, perché il PAX 30 B (come, d'altra parte, anche il fratello PAX 30 J), sopporta, al massimo, 10 W; poi, per il probema delle impedenze; infine perché non giudicando i PAX 30 di eccessiva qualità, mi baso sul fatto che alcuni affermano che, mettendo assieme più altoparlanti di media qualità, si ottenga un ottimo ed eccezionale « woofer », e si abbiano nel contempo meno problemi. Gli altoparlanti PAX hanno una frequenza di risonanza un po' alta, ed il bordo del cono, per la verità molto flessibile, non è trattato con alcuna sostanza ammorbidente od altro: è solo carta piegata; però, il cono, di tipo esponenziale, è molto rigido, ed ha un'ampia escursione.

In pratica, entrambi i tipi di altoparlanti, provati da me singolarmente in cassa bass-reflex, hanno una forte efficienza, ma mancano un po' di medi ed esaltano la zona dei « falsi bassi »; gli altoparlanti in questione non hanno una risposta che scenda *veramente* in basso, e, purtroppo, dei bassi veramente puliti, per cui, a mio avviso, si sentiva la necessità della cassa chiusa.

Alla soluzione della cassa chiusa contenente i 4 PAX come « soli woofer » sono giunto attraverso molti scritti sull'argomento, non so con quale e quanta affidabilità, riportati più volte in parecchi manuali e riviste (Selezione di tecnica R/TV, Popular Electronics, ecc.).

L'esempio tipico è Radiorama n. 7 - Luglio 1961, pagg.11/16, ed ancor più n. 11 - Novembre 1961, pagg. 25/28.

L'affermazione che più mi ha colpito è: « la risposta sui bassi scende approssimativamente di un'ottava ogni volta che si raddoppia il numero dei woofer ». E' vero e possibile tutto ciò? Questo perché con il sistema che ho intenzione di adottare, nutro la speranza di poter scendere decentemente almeno tra i 20 ed i 30 Hz.

E passiamo ora alle dimensioni delle casse.

Non ho problemi di spazio, e, pur di avere i migliori risultati possibili, sono disposto a costruire quattro enormi cassoni.

In linea di massima, sarei propenso ad adottare una cassa di questo tipo, di notevoli dimensioni, raffigurata nella fig. 9.

Quale deve essere il volume interno ottimo delle casse con i B e quale delle casse con i J?

A proposito della sospensione esterna degli atloparlanti, per quanto flessibile è di normale cartone non trattato, esiste qualche prodotto da applicarvi, sia come « protezione », sia come « ammorbidente » per rendere ancor più cedevole la sospensione? Ne consigliate l'applicazione nel mio caso?

Ed infine, quali altre soluzioni mi consigliate per le mie casse?

Sarà meglio cambiare tipo di woofer, e cercare 4 altoparlanti veramente « woofer » per questo tipo di cassa? (Ad esempio, Pioneer PW 30 C, Pioneer PW 30 A, o modelli di qualche altra Casa, magari di alta qualità)? Soltanto che, a questi punti, la spesa sarebbe notevole, la reperibilità difficoltosa, ed inoltre non utilizzerei il materiale in mio possesso.

Ad ogni modo, vorrei un giudizio spassionato sulla utilizzazione di 4 PW 30 C oppure 4 PW 30 A per cassa, al posto dei B e dei J, e, per ogni evenienza, anche il volume delle casse in questi ultimi due casi.

Infine, vorrei un giudizio qualitativo circa le casse che ho intenzione di costruire impiegando i PAX 30 B ed i PAX 30 J.

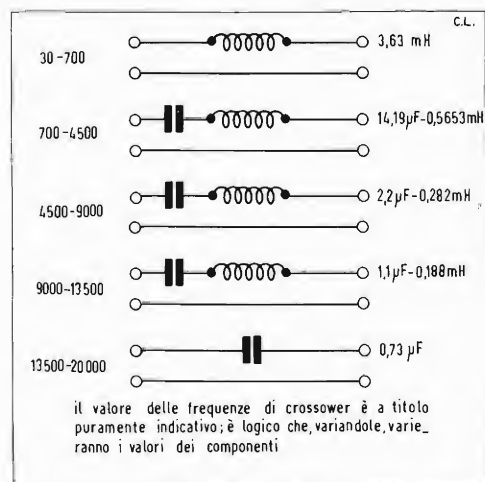
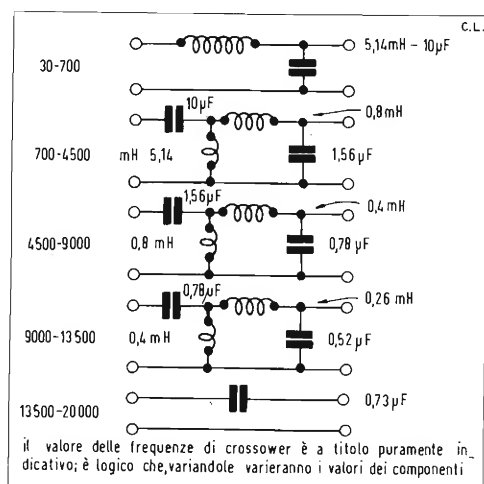
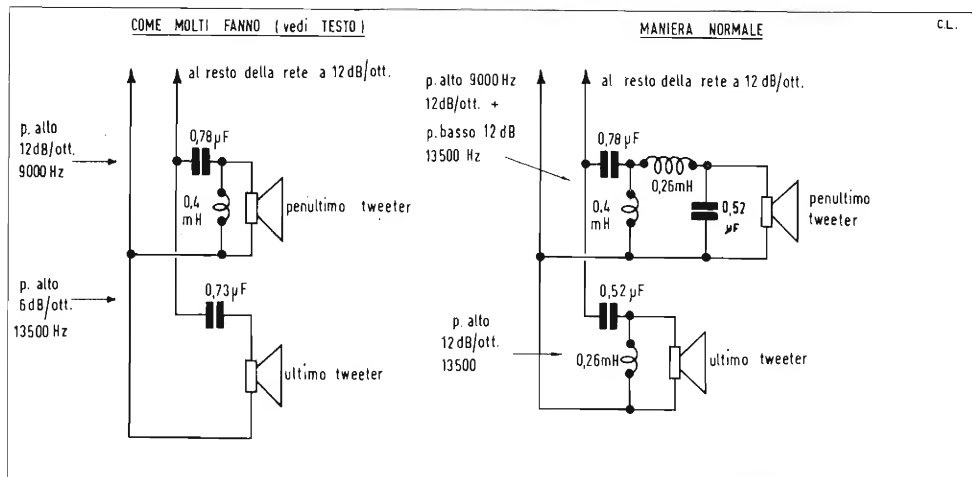



Fig. 6 - Esempio di rete Crossover 12 dB/ott.

Fig. 7 - Schema della derivazione dell'ultimo tweeter in una rete a 12 dB/ottava (si è scelta per comodità la frequenza di 13500 Hz negli esempi).

R — Premettiamo che non ci entusiasma l'idea di usare più esemplari dello stesso tipo di altoparlante per coprire una banda, che può benissimo essere coperta da un solo esemplare. Così ad esempio, nella «2ª soluzione», la gamma bassa e la gamma media degli acuti sono servite da due gruppi identici di altoparlanti (i tweeter B e la tromba CT/3A); questi altoparlanti sono atti a riprodurre entrambe le bande, senza bisogno di spegnere il loro funzionamento, per riprenderlo con altri identici tramite un filtro d'incrocio, che introduce disuniformità, sfasamenti etc.

Il frazionamento in tre sottogamme della gamma acuti può risultare di assai difficoltosa messa a punto. Ma, ricordando che de gustibus non est disputandum, ci attentiamo a rispondere ai Suoi quesiti.

QUESITO N. 1 - *La terza soluzione è più consigliabile. Vedremmo meglio applicati i tweeter J alla gamma bassa-acuti e i tweeter B applicati alla gamma centro-acuti, perché intorno a 5 ÷ 6 kHz l'orecchio è ancora assai sensibile, mentre tra i 6 e i 9 kHz la percezione diminuisce assai, per cui è meglio impiegare i tweeter più robusti in quest'ultima sottogamma. Le frequenze d'incrocio non sono critiche entro la gamma acuti, dato che gli altoparlanti basso-acuti-centroacuti sono praticamente uguali (sinceramente, avremmo fatto una sola gamma dai 4500 a 13500 Hz), quindi le frequenze da Lei indicate possono essere confermate. Poiché i tweeter sono molto direzionali, non conviene raggrupparli; se però Ella adotterà la 3ª soluzione, un supporto angolato del tipo di fig. 1 caso B, risulterà molto opportuno, avendo anche l'avvertenza di disporlo nella cassa al disopra dei woofer e degli squawker, il che avvicina all'orecchio le alte frequenze.*

QUESITO N. 2 - *E' preferibile l'uso di 1 PM16B a cono + 1 tromba RCF H2015 e relativa unità TW15W. Non è assolutamente il caso di acquistare altri altoparlanti; le 40 unità in suo possesso non richiedono di essere aumentate. Circa i regolatori di livello, il principio della resistenza supplementare va bene. Non ci persuade però la sua affermazione che la risultante sia sempre 8Ω. Infatti, dalla fig. 3, quando il cursore è all'estremo basso, (l'altoparlante è corto circuitato), si ha:*

$$R1 = \frac{50.22}{72} = 15,3\ \Omega$$

quando il cursore è all'estremo alto (la resistenza aggiunta è corto circuitata), si ha:

$$R2 = \frac{50,8}{58} = 6,9\ \Omega$$

cioè R1 è più del doppio di R2. Per avere la stessa resistenza risultante si dovrebbe adottare una resistenza pure di 8 Ω, che potrebbe essere portata a 10 Ω. Vero è che l'impedenza delle bobine mobili varia con la frequenza, ma i calcoli devono essere impostati per il valore nominale d'impedenza, cioè per 8 Ω.

Questa osservazione vale anche per il regolatore di livello delle figure 1 e 3, dove, essendo 16 Ω l'impedenza degli altoparlanti, la resistenza aggiunta dovrebbe essere di 16 Ω e non di 44 Ω.

QUESITO N. 3 - *Circa i valori dei componenti i regolatori di livello, la risposta è già data alla fine della risposta al quesito N. 2, Siamo del parere di non usare il controllo di livello per i woofer. La regolazione dei toni bassi deve essere effettuata nel preamplificatore e nell'amplificatore di potenza.*

La taratura del sistema di diffusori va fatta con l'aiuto dell'oscillografo. L'ideale è di rilevare la curva di risposta globale applicando l'oscillografo fra il 1° terminale del woofer e l'ultimo terminale del supertweeter.

Facendo variare a frequenza del segnale (generatore e battimenti) in tutta la gamma acustica e mantenendo costante il segnale all'entrata dell'amplificatore si rileva la curva e si regolano i livelli in modo da avere la desiderata risposta. Si può procedere per gradi, cioè esplorando ogni gamma parziale e rilevando le singole curve sempre mantenendo costante l'ampiezza del segnale d'ingresso: accostando i diagrammi così ottenuti si può giudicare l'uniformità della risposta e il comportamento del sistema ai cross-over. Sarà bene poi verificare i singoli canali con un segnale a onde quadre di frequenze appropriate per ciascuno di essi. Acusticamente, si dovrebbe rilevare la pressione acustica mediante microfono rotante in camera anecoica e con dispositivo ululatore dei bassi,

	C [μF]	L [mH]	R [Ω]
PM-12A	2.4	6.2	16
PM-16B	2.2	7	16

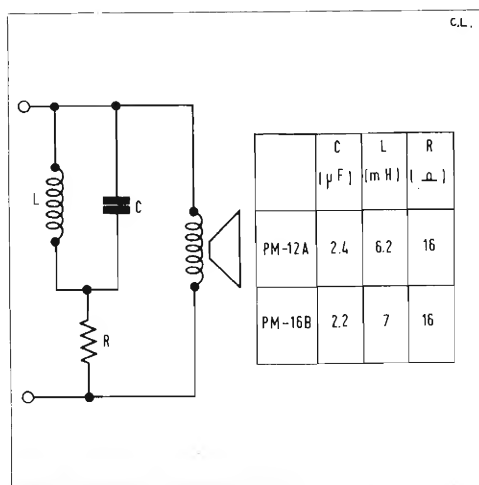



Fig. 8 - Circuito di compensazione.

per combattere l'effetto delle inevitabili onde stazionarie. Tutto ciò richiede un'attrezzatura non facilmente disponibile.

QUESITO N. 4 - *Filtri cross-over — Sono senz'altro da adottare i tipi a 12 dB/ottava. L'incrocio woofer - M.R. si fa di solito intorno a 400 ÷ 500 Hz, ma dato che le trombe RCF H2015 cominciano a funzionare a 800 Hz, conviene stabilire l'incrocio a 850 Hz, come da Lei indicato. La « futura utilizzazione » delle casse con tre amplificatori separati è più che mai attuale e desiderabile, quindi va presa in considerazione.*

La presenza dei cross-over « appesi » diverrebbe superflua, ma non preoccupante. Per quanto ogni canale coi filtri dia luogo alla impedenza di carico 16 Ω, e tale sia anche la loro risultante, c'è da attendersi qualche disadattamento d'impedenza con l'uscita dei singoli amplificatori, perché mettendo in parallelo 5 circuiti, la risultante non è coincidente con quella dei singoli componenti. Le distorsioni (ampiezza e fase) che ne possono derivare devono essere controllate oscillograficamente. Il circuito commutatore per l'eventuale esclusione dei filtri, si potrebbe semplificare, interrompendo le connessioni con gli altoparlanti, anziché by-passare i filtri stessi, ma pensiamo che non occorra niente di simile. I filtri di fig. 6 (12 dB/ott.) sono correttamente calcolati. Effettivamente è inutile un filtro completo per il supertweeter, la frontiera superiore 20 kHz è già oltre la soglia di udibilità e depauperebbe le onde quadre delle loro armoniche necessarie per conservare la loro forma. Allora ci si può attenere alla sinistra di fig. 7. Avendo deciso di adottare tre subcanali di acuti, è bene conservare il passa basso a 13500 Hz.

Il circuito di compensazione di fig. 8 è indice di qualche anomalia dei PM-16B; la sua applicazione non è agevole, perché disturberebbe le costanti circuitali dei filtri d'incrocio; avendo poi due PM-16B in serie, bisognerebbe raddoppiare L e R e dimezzare C. Consigliamo di astenersi dall'inserirlo, osservare attentamente il comportamento del complesso e in caso di irregolarità, modificare leggermente il filtro d'incrocio esistente, il che compenserebbe il previsto spostamento del cross-over. Le bobine per cross-over vengono di solito autocostruite e quindi fatte tarare in un laboratorio tramite un amico compiacente, la LARIR potrebbe soddisfare il suo desiderio anche per i condensatori a carta di alto valore capacitivo. Questi ultimi sono reperibili anche presso la Siemens (telefonia).

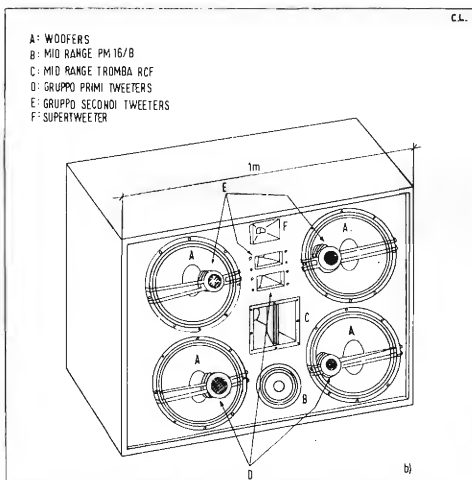
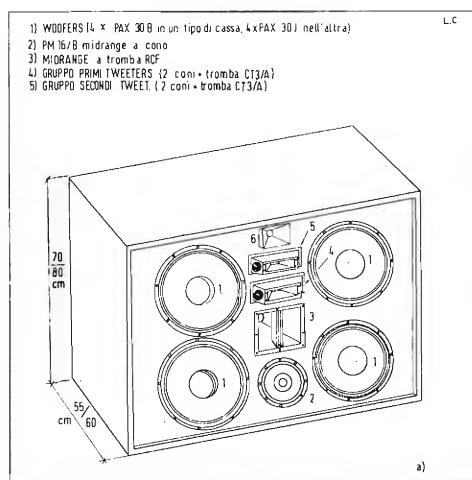
Il valore con decimali di un condensatore si può fabbricare mettendo in parallelo al condensatore reperibile di capacità più vicina al valore calcolato, altri condensatori a carta, a mica, ceramici ecc. sino ad una sufficiente approssimazione. Circa il calcolo in seconda approssimazione del filtro, osservo che fissata la capacità, mantenendo costante la frequenza d'incrocio fc, si può ricalcolare l'induttanza, senza bisogno di cambiare la fc; va da sé, che alterando L e C, la fc finisce per variare leggermente, ma ciò non fa alcun male. Vorremmo dissipare il suo dubbio amletico affermando che in questo campo la precisione dei calcoli passa in seconda linea e che le variazioni agli incroci conseguenti a leggere modifiche dei valori calcolati di L e C non risultano assolutamente avvertibili. E' inutile spingere la precisione dei computi quando i dati sono noti con estrema incertezza; chi assicura che la impedenza degli altoparlanti sia di 8Ω o 16Ω? Essa può variare da 6 a 10 Ω nel primo caso da 12 a 20 Ω nel secondo caso, senza tener conto della variazione con la frequenza.

QUESITO N. 5 - *Casse. E' un fatto che aumentando il numero degli altoparlanti, si estende la risposta alle basse frequenze, ma è semplicemente comico pensare che in realtà sia verificata una legge di linearità inversa.*

Inoltre, l'effetto è più avvertibile con piccoli altoparlanti; partendo da altoparlanti di Ø 30 cm che già presentano una bassissima risonanza, la sensazione risultante è più modesta. E' bene ricordare che sotto i 20 Hz, non si ha più a che fare con suoni, ma si tratta di rumori, che certo non esaltano la musicalità. E' ovvio che l'aumento degli altoparlanti assorbiranno 5 W ciascuno, e la potenza catore non ha sufficiente riserva di potenza; se si dispone di 20 W, due altoparlanti assorbiranno 10 W ciascuno, quattro altoparlanti asorbiranno 5 W ciascuno, e la potenza acustica resa rimarrà sempre la stessa, salvo una miglior distribuzione spaziale. Il tipo di casse da usare è quello di fig. 9 in alto, cioè parallelepipedo e con i tweeter spostati dai woofer. Osserviamo che i M.R. 2 e 3 posti in basso vengono sopraffatti dai quattro woofer (1) che i tweeter (4,5 e 6) disposti sullo stesso asse darebbero luogo ad un diagramma polare nel piano orizzontale piuttosto ristretto, data la direzionalità delle alte frequenze. Sarebbe preferibile alzare la cassa in modo da collocare i tweeter allineati orizzontalmente in alto sotto il bordo superiore; alzare i due M.R. in modo da avere l'altoparlante 2 circa al centro della cassa e l'altoparlante 3 disposto sopra il 2.

I woofer potrebbero restare in posizione simile a quella di fig. 9, ma un poco più allontanati in senso verticale. Per una frequenza di risonanza della cassa chiusa intorno a 30 Hz, il volume interno per i woofer tipo B risulta 1080 dm³, mentre per i woofer tipo J si abbassa a 895 dm³. Assumendo la profondità della cassa tipo B pari a 60 cm; la parete frontale assume l'area di 180 m²; prendendo l'altezza h = 120 cm la larghezza frontale della cassa risulta L = 150 cm. Con h = 120 cm si possono comodamente

Fig. 9 - Aspetti delle casse e disposizione degli altoparlanti secondo le soluzioni prescelte. Le dimensioni sono puramente indicative.

A - « Entrambi i gruppi » sono montati su supporto metallico descritto nel testo. E' ovvio che se i quattro « conetti » dovranno invece funzionare tutti assieme come « Tweeter parte bassa acuti », il supporto metallico sarà costruito in modo da riunirli tutti assieme.

B - Caso in cui sia preferibile o indifferente lasciare meccanicamente al loro posto davanti ai Woofer, i conetti dei PAX, ovviamente elettricamente connessi secondo la soluzione prescelta. (Tutti e quattro insieme quali Tweeter per la parte bassa acuti, oppure a due a due assieme con una CT3/A, per la parte bassa acuti e media acuti).

C.L.
A: WOOFERS
B: MID RANGE PM 16/B
C: MID RANGE TROMBA RCF
D: GRUPPO PRIMI TWEETERS
E: GRUPPO SECONDI TWEETERS
F: SUPERTWEETER
1m
b)

distanziare verticalmente di 10 cm con i due tweeter posti sopra i woofer, nonché gli altoparlanti dai bordi inferiore o superiore della cassa. Quindi, grosso modo, le dimensioni sono 150 (L) cm X 120 (h) cm X 60 (p) cm per la cassa tipo B. per la cassa tipo J conviene adottare le stesse dimensioni, anche se basterebbe un volume minore, perché abundare melius quam deficere. La costruzione di casse di dimensioni così ragguardevoli deve essere particolarmente accurata e fatta da un mobiliere di radiogrammofoni e non da un falegname qualsiasi. In particolare si studierà la disposizione dei listelli interni di rinforzo per togliere le vibrazioni indesiderate delle pareti, l'eliminazione delle fughe d'aria, richiedente incastri a coda di rondine e incollatura delle giunzioni delle pareti tra loro e con i piani di base e di soffitto. Il pannello posteriore, necessariamente asportabile per l'accesso agli altoparlanti, deve essere avvitato sui 4 lati con viti distanziate di non più di 20 cm. Il contenitore di tipo bass-reflex con o senza condotto, non si presta al caso di molti altoparlanti, perché la doppia risonanza che esso tende a creare, complicherebbe negativamente la riproduzione soprattutto delle basse frequenze. L'applicazione di vernici o simili ai bordi di un cono di carta è pericolosa e se non uniforme in modo assoluto, peggiorerebbe la situazione invece di migliorarla; consigliamo di non manipolare i coni perché il rischio di danneggiarli non è piccolo. Il giudizio finale di un impianto di alta fedeltà è sempre molto soggettivo; riteniamo che, con i mezzi a sua disposizione, i risultati siano soddisfacentissimi, quando l'ambiente di ascolto sia stato opportunamente predisposto. Una soluzione diversa, con gli stessi altoparlanti, consisterebbe nel collocare ciascun gruppo di altoparlanti in un proprio mobile contenitore disponendoli a scala di frequenze nei due canali e facendo intervenire quei gruppi che siano più confacenti ad ogni programma. Questa soluzione richiede senz'altro i tre amplificatori con controlli di livello indipendenti e di impiego non semplice. Esistono woofer di maggior pregio dei Pioneer B o J, ma non c'è da aspettarsi da essi miglioramenti evidentissimi; si tratterebbe di « nuances » che non varrebbero la spesa. L'uso dei PW 30A o PW 30C da 20 W farebbe guadagnare 5 Hz verso le frequenze più basse, ma per non creare squilibri, se ne dovrebbero usare solo 2 invece di 4, venendo così meno il vantaggio di estendere la gamma bassa ad opera di 4 altoparlanti in cooperazione. Le dimensioni della cassa rimarrebbero sostanzialmente le stesse indicate per i PA x 30B (portando, al più, il volume a 1,15 m^3, già abbondante).

A proposito, questo grande volume non deve impressionare, poiché si tratta di una cassa a baffle infinito; se si trattasse di un bass-reflex il volume si ridurrebbe di quasi un terzo. Non ci illudiamo di aver assopito la sua brama di informazioni Hi-Fi, tuttavia non molto resterebbe da dire, senza sviscerare i singoli argomenti diluendoli in diversi voluminosi tomi.

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

**ACCESSORI
E PARTI STACCATE
PER RADIO E TV
TRANSISTORI**

ATES COMPONENTI ELETTRONICI S.p.A. - Milano
Via Tempesta, 2
Telefono 46.95.651 (4 linee)
Semicondutt. per tutte le applicazioni

---

emme esse

Antenne TV - Accessori vari
25025 MANERBIO (Brescia)
Telefono 93.83.19
Richiedere cataloghi

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDARD

FANELLI - FILI - Milano
Via Aldini, 16
Telefono 35.54.484
Fili, cordine per ogni applicazione

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4
Telefoni 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924
Prese, spine speciali, zoccoli per tubi.

MALLORY

Pile al mercurio, alcaline manganese e speciali
Mallory Batteries s.r.l. - Milano
Via Catone, 3 - Telef. 3761888/890
Telex 32562

MISTRAL - Milano
Via Melchiorre Gioia, 72
Tel. 688.4103 - 688.4123

RADIO ARGENTINA - Roma
V. Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989
Valvole, cinescopi, semicond., parti stacc. radio-TV, mater. elettronico e profess. Rich. listino.

INDUSTRIE A. ZANUSSI S.p.A. – 33170 PORDENONE
radiotelevisione – elettronica civile
alta fedeltà e complementari

S G S - Agrate Milano
Diodi Transistori

SPRING ELETTRONICA COMPONENTI
Di A. Banfi & C. - s.a.s.
BARANZATE (Milano)
Via Monte Spluga, 16
Tel. 990.1881 (4 linee)

THOMSON ITALIANA
Paderno Dugnano (Milano)
Via Erba, 1 - Tel. 92.36.91/2/3/4
Semiconduttori - Diodi - Transistori

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

ANTENNE

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091

BOSCH Impianti centralizzati d'antenna Radio TV
EL-FAU s.r.l. 20125 MILANO
VIA PERRONE DI S. MARTINO, 14 – TELEF. 60.02.97

Cosruzioni antenne per: Radio - Autoradio - Transistor - Televisione e Componenti

FRINI ANTENNE
Cesate (Milano)
Via G. Leopardi - Tel. 99.55.271

NUOVA TELECOLOR S.r.l. - Milano
Via C Poerio 13
Tel. 706235 - 780101
ANTENNE KATHREIN

---

antenne, amplificatori e materiali per impianti TV
20154 MILANO
Corso Sempione, 48 - Tel. 312.336

**APPARECCHIATURE
AD ALTA FEDELTA'
REGISTRATORI**

COSTRUZIONI RADIOELETTRICHE

Rovereto (Trento)
Via del Brennero - Tel. 25.474/5

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

VIA SERBELLONI, 1 - 20122 MILANO
TEL. 799.951 - 799.952 - 799.953

Via B. Marcello, 10 - Tel. 202.250
MILANO
Ampl. Preampl. Alta fedeltà esecuz. 'mplanti.

R. B. ELETTRONICA di R. Barbaglia
Via Carnevali, 107
20158 Milano - Tel. 370.811
Radio e fonografia elettrocoba
Apparecchiature HIFI
elettroniche a transistori

COSTRUZIONI
ELETTROACUSTICHE
DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO
Via Alberto Mario, 28 - Milano
Tel. 46.89.09
Stabil. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

RIEM - MILANO
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA
TELECOMUNICAZIONI
SIEMENS S.p.A.
Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

AUTORADIO
TELEVISORI
RADIOGRAMMOFONI
RADIO A TRANSISTOR

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 83[illegible].091
Televisori, Radio, Autoradio

TELEVISORI RADIO
ELETTRODOMESTICI

IRT
IMPERIAL Radio e Televisori
Milano: Via G. B. Grassi, 98 - Tel: 35.70.941/4

CONDOR - Milano
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

TRANSISTORS
STABILIZZATORI TV

Soc. in nome coll.
di Gino da Ros & C.
Via L. Cadorna
VIMODRONE (Milano)
Tel. 25.00.263 - 25.00.086 - 25.01.209

DUMONT
Radio and Television - S.p.A. Italiana
80122 - NAPOLI
Via Nevio, 102 d - Tel. 303500

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86
Telefono 717.192

FARET - VOXSON - Roma
Via di Tor Corvara, 286
Tel. 279.951 - 27.92.407 - 27.90.52

MANCINI - Milano
Via Lovanio, 5
Radio, TV, Giradischi

NAONIS
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

PHONOLA - Milano
Via Montenapoleone, 10
Telefono 70.87.81

RADIOMARELLI - Milano
Corso Venezia, 51
Telefono 705.541

INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano
Via Petitti, 15
Autoradio Blaupunkt

Samber's

Milano - Via Stendhal 45
Telefono 4225911
Televisori componenti radio

ELECTRONICS
Fono - Radio
Mangiadischi
Complessi stereofonici
LECCO
Via Belvedere, 48
Tel. 27388

ULTRAVOX - Milano
Viale Puglie, 15
Telefono 54.61.351

BOBINATRICI

PARAVICINI - Milano
Via Nerino, 8
Telefono 803.426

CONDENSATORI

DUCATI ELETTROT. MICROFARAD
Bologna
Tel. 400.312 (15 linee) - Cas. Post. 588

ICAR - MILANO
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. TRASFORMATORI

C E A - Elettronica
GROPELLO CAIROLI (Pavia)
Via G. B. Zanotti
Telefono 85 114

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-2391)
Laboratorio avvolgim. radio elettrici

GIRADISCHI AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

Lenco
LENCO ITALIANA S.p.A.
60027 Osimo (Ancona) Tel. 72803
giradischi e complessi Hi-Fi - meccaniche per mangianastri - micromotori a c.c. e c.a.

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Giradischi

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO
Via Alberto Mario, 28 - Milano
Tel. 46.89.09
Stabilim. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S. p. A.
Sede, direz. gen. e uffici: 20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

GRUPPI DI A. F.

LARES - Componenti Elettronici S.p.A.
Paderno Dugnano (Milano)
Via Roma, 92

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3
Telefono **69.94**

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 504.002 - 504.008

POTENZIOMETRI

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924

RESISTENZE

RE.CO S.r.l. FABB. RESISTENZE
Via Regina Elena, 10 - Tel. (035) 901003
24030 MEDOLAGO (Bergamo)

RAPPRESENTANZE ESTERE

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
Strumenti di misura
Weston - Biddle - Sangamo Electric - Tinsley - Evershed & Vignoles - Wayne Kerr - Felten & Guilleaume

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

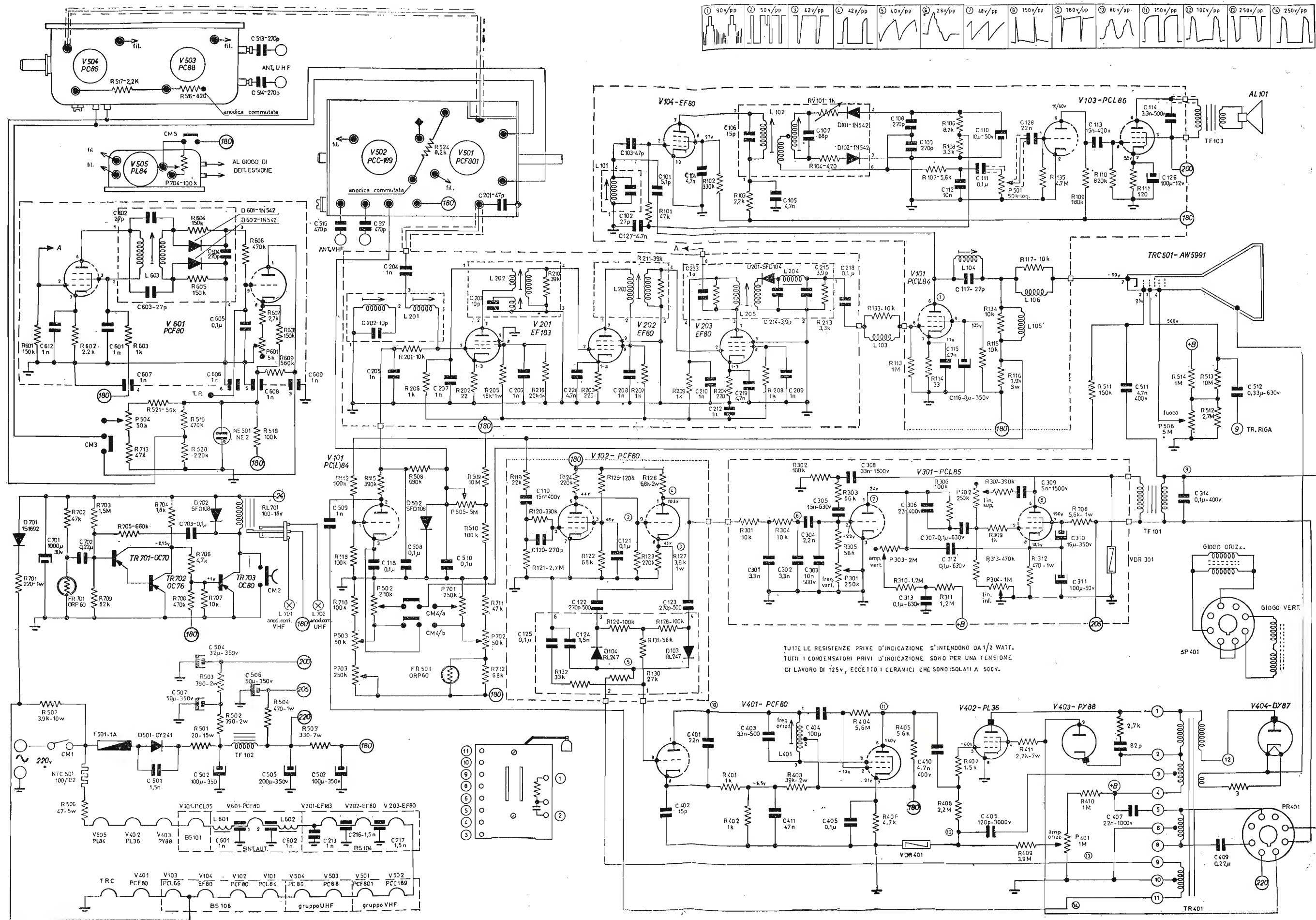
SILVERSTAR - Milano
Via dei Gracchi, 20
Tel. 46.96.551

SIPREL - Milano
Via S. Simpliciano 2 - Tel. 861.096/7
Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Suprovox

STABILIZZATORI DI TENSIONE

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-239)
Laboratorio avolgim. radio elettrico

Archivio schemi

TV mod. 2345 - 4523

Schema elettrico del ricevitore di TV rex mod. 2345 - 4523